

**Tesis Doctoral**  
**Ingeniería Automática, Electrónica y de**  
**Telecomunicación**

**Caracterización a Altas Frecuencias**  
**de Chokes de Modo Común para**  
**Filtros EMI en Aplicaciones**  
**Aeroespaciales**

**Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán**

Departamento de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020



Tesis Doctoral  
Ingeniería Automática, Electrónica y de  
Telecomunicación

Caracterización a Altas Frecuencias de Chokes de Modo  
Común para Filtros EMI en Aplicaciones Aeroespaciales

Autor:

**Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán**

Director:

**Joaquín Bernal Méndez**

Profesor Titular

Tutor:

**María de los Ángeles Martín Prats**

Departamento de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

2020





Tesis Doctoral:    Caracterización a Altas Frecuencias de Chokes de Modo Común  
para Filtros EMI en Aplicaciones Aeroespaciales

Autor:            Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán  
Director:        Joaquín Bernal Méndez  
Tutor:            María de los Ángeles Martín Prats

El tribunal nombrado para juzgar la Tesis arriba indicada, compuesto por los siguientes doctores:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:



*A mi abuelo Julián*



# Agradecimientos

---

Esta tesis doctoral refleja mi superación personal. En los inicios de mi etapa educativa hubo momentos realmente difíciles de superar, pero no es menos cierto que he conseguido hacer de ellos el camino vital que necesitaba para conseguir mis pequeños retos. A lo largo de toda esta etapa me han acompañado personas con las que he vivido buenos momentos. En este sentido, es a ellos a los que les dedico de la forma más humilde que conozco las siguientes líneas.

En primer lugar, quiero dedicarles este trabajo a mis padres, Fernando y Ana. Por enseñarme con su energía y pasión que los límites no existen y que es necesario luchar por lo que uno quiere en esta vida. A mi hermano Jesús al que le agradezco todos los momentos vividos y los que quedan por vivir juntos, por su humildad, y por la motivación que me produce. Simplemente con su persona, hace que quiera superarme cada día más.

Las siguientes líneas van dedicadas a mis tíos. A Manolo y Manoli, por su compañía, por todos los consejos recibidos a lo largo de estos años y el apoyo que me han mostrado para poder conseguir mis metas. A Alfonso y Margarita, por enseñarme a ver las cosas con una perspectiva más amplia, y por apoyarme siempre sin dudarlo. Siempre estáis ahí. A Jaime y Pilar, por estar en esos momentos difíciles y el amor que transmiten. A Cristina y Tala, porque hacen posible que todos los años podamos reunirnos toda la familia y disfrutar de las anécdotas familiares todos juntos. Esos pequeños momentos de reunión me han servido para fortalecerme. A Juan Ramón, por sus oraciones a toda la familia. Nunca se olvida de nadie. A Maribel y Suso, que me han mostrado su cariño en todo momento. Siempre se preocupan por mí y me aconsejan en todo lo que les pregunto. Espero y deseo estrechar más los lazos que nos unen en esta nueva etapa que comienzo en Madrid. A Emilio y Fátima por su sabiduría, su saber estar y el apoyo mostrado a lo largo de todos estos años. A José María, quien no tuve el honor de conocer. Sin embargo, aquellos que si lo tuvieron le recuerdan con todo el amor y respeto que se merece. Sigues vivo dentro de todos nosotros y no sólo tus historias y tu conocimiento, sino también el amor que transmitiste en vida a toda tu familia perduran. A su mujer, Sara, quien ha demostrado ser una mujer fuerte y enseñarnos

a todos a avanzar sin mirar atrás. Gracias por transmitirnos esos valores. A Javier, por los recuerdos que tengo de mi infancia. Espero que en los tiempos que vienen jamás perdáis los lazos familiares que os unen.

A mis primas, Auxi, Elena y Laura, a las que considero como mis propias hermanas. Por todo el apoyo y el cariño mostrado desde siempre. A mis primos, Cristina, Blanca, Antonio, Alfonso, Jesús, Ángel, Rocío, Jesús, Emilio, Pilar, Jaime, José María, Julio y Pablo, por las conversaciones y los consejos. También a sus respectivas parejas. Sin duda, todos ellos han contribuido a ser quien soy.

A Laura y Carlos, porque me hacen tanto bien con su apoyo, cariño y fidelidad, que jamás sabría como poder mostrarles todo mi agradecimiento. Por todas las historias que compartimos y las que quedan por venir.

A Victor y Laura, porque sin vosotros esto no habría sido posible. No sólo nuestras conversaciones, sino también vuestras reflexiones, me han ayudado a avanzar y seguir luchando.

A Diego y Ani, por nuestras charlas, los consejos y la motivación que me dais cada vez que nos reunimos. Por nuestra amistad. Por las aventuras que nos quedan por vivir juntos.

A mis amigos Francesco, Alejandro, Lucy y José. Al resto de los compañeros de investigación del departamento de Electrónica y de Física Aplicada III. No me olvido de las conversaciones durante los cafés en el turno de tarde, ni de los buenos momentos que hemos vivido juntos. Espero que sigamos siempre así y que nuestra amistad perdure.

A Amparo Gómez, quien me hace muchísimo bien con su cariño día a día. Me motivas, me escuchas y te preocupas por mí. Sin lugar a dudas son atributos muy nobles en una persona y es por ello que te quiero dedicar estas líneas. Gracias por hacer más fácil mi día a día en Madrid.

A Ana M. Blanco, quien me ha visto crecer desde bien pequeñito. Te dedico estas líneas porque te considero una más de la familia. El cariño que has transmitido a mi familia todos estos años es incalculable. Muchas gracias por estar siempre ahí.

A mi profesor de tecnología del instituto, Segundo. Me alegro de que nuestros caminos se cruzaran en aquel momento hace ya 18 años. Tu forma de enseñar y tus ganas de aprender nuevas materias me inspiraron. Has sabido animarme en momentos de pura debilidad durante mi formación como Ingeniero Industrial. Ambos sabemos que el camino para lograrlo no es fácil en absoluto. Soy lo que soy gracias a muchas personas y, especialmente, por ti. Aunque digas que el alumno ha superado al maestro, considero que aún tengo mucho que aprender de tí. Espero que sigas inspirando, como me inspiraste a mí, a las generaciones venideras. Con ese fin, espero poder ayudarte en esa tarea como he venido haciendo hasta día de hoy.

A mi gran maestro y amigo Antonio Ruiz. Gracias a tu dedicación y lo magnífico profesor que eres he conseguido superar los desafíos que se me han planteado. Espero que te sientas orgulloso de lo que he conseguido porque sin tí no habría sido posible.

Al profesor del departamento de Ingeniería Eléctrica, Alejandro Marano. Desde estas líneas quiero mostrarte mi más profundo y sincero agradecimiento. He

aprendido mucho de tí. No solamente eso, a lo largo de estos años me has apoyado y me has animado a seguir con el doctorado. Todo eso tiene un valor incalculable para mí y, por eso espero que sigamos en contacto.

A mi amiga Lourdes Pizarra. Siempre me has animado, me has aconsejado y me has ayudado. Nuestras conversaciones me han resultado útiles en todo momento. Tu capacidad de escuchar a las personas te honra. Espero tener la capacidad de transmitir todo lo que he aprendido de ti todos estos años, y lo que aún me queda por aprender.

A mi amigo Rafael Valenzuela, quien me ha visto crecer dentro de la Escuela de Ingenieros de Sevilla. Me has visto luchar hasta el final. Te aprecio como si fueses de mi familia y espero que no perdamos la costumbre de vernos todos los años en la Hermandad de los Panaderos de Sevilla. Desde estas líneas, te doy las gracias por todas las conversaciones que hemos mantenido y que me han ayudado a forjarme como persona.

A mis tutores de doctorado, Joaquín y Mariángeles. Quiero mostrarles desde estas líneas mi más sincero agradecimiento. Vuestro apoyo y la confianza depositada en mi trabajo han contribuido a que esto sea posible. Vuestra capacidad para guiar las ideas ha sido de un valor incalculable, no solamente en el desarrollo de este trabajo, sino también en mi formación como investigador. Habéis sido la clave del buen trabajo que hemos realizado juntos, el cual no se puede concebir sin vuestra siempre oportuna participación. Os agradezco también el haberme facilitado los medios suficientes para llevar a cabo todas las actividades propuestas durante el desarrollo de esta tesis.

A mis abuelos paternos, Pepe y Yaya, a los que conocí siendo muy pequeño y de los que, lamentablemente, tengo leves recuerdos. Según mi padre, mi abuelo decía que algún día sería alguien importante. No sé si lo soy o si lo seré, pero allí donde estés espero que estés orgulloso de en quién me he convertido. Ojalá hubiese podido disfrutar más de vosotros, de vuestro cariño, de vuestras experiencias y de vuestros consejos. No obstante, habéis sabido transmitir todo eso a vuestros hijos, y ellos a mí. Espero que esa cadena no se pierda, y yo sea capaz de transmitirlo como mínimo de la misma forma.

A mi abuelo Julián, al que gracias a Dios tuve la oportunidad de conocer. El escritor francés François Mauriac dijo *“La muerte no se lleva a los seres amados. Al contrario, los guarda y los ennoblece en la memoria. La vida sí que nos los roba muchas veces y definitivamente”*. Con esto quiero agradecerte los valores que me enseñaste, la ética que herede de tí y la moral que me transmitiste. Gracias a esos tres ingredientes pude hacer frente a las vicisitudes que típicamente nos plantea la vida. Me mostraste los aspectos más fundamentales de la vida y como afrontar de cara la realidad. Tú, que viviste tanto, me ayudaste a crecer como persona. Te doy las gracias, abuelo. Te echamos todos de menos. A su mujer, mi abuela Mari, a la que no tuve ocasión de conocer pero que fue capaz de enseñar a mi madre y su hermano sus valores y su amor. Lo hiciste bien abuela, no me cabe la menor duda. La prueba más significativa que lo verifica es que ellos me lo han transmitido.





# Resumen

---

En los sistemas electrónicos de potencia modernos se emplean frecuencias de conmutación cada vez más altas para aumentar la densidad de potencia. Esta tendencia conlleva un agravamiento de los problemas de interferencias electromagnéticas (EMI), lo que dificulta el cumplimiento de las normas que limitan las emisiones electromagnéticas de estos equipos. En este contexto, un diseño apropiado y una caracterización del filtro EMI en un amplio rango de frecuencias puede ayudar en gran medida a mantener las emisiones electromagnéticas bajo control, evitando al mismo tiempo un sobrediseño del filtro. Esto es especialmente importante en aplicaciones donde restricciones muy exigentes de tamaño y peso se combinan con regulaciones estrictas de compatibilidad electromagnética (EMC), como por ejemplo sucede en aplicaciones aeronáuticas.

El trabajo que se presenta en esta Memoria está enfocado a mejorar las técnicas de caracterización de chokes de modo común, que son componentes fundamentales de los filtros EMI. Se parte de un circuito eléctrico de parámetros concentrados del choke de modo común donde no sólo se incluyen los efectos de baja frecuencia, sino también los parásitos que alteran el comportamiento de estos componentes a altas frecuencias. Se realiza un análisis modal del choke de modo común a partir del modelo de circuito planteado. Se obtienen expresiones analíticas de las frecuencias de resonancia y los coeficientes de transmisión para distintas configuraciones, y se identifica una conexión que permite analizar simultáneamente la respuesta del choke a las corrientes en modo común y en modo diferencial. Se desarrolla una técnica, basada en el uso de algoritmos de búsqueda avanzados, para encontrar los parámetros del modelo de circuito de alta frecuencia del choke de modo común que mejor aproxima el comportamiento real en las diferentes configuraciones. La clave del método propuesto lo constituye la disponibilidad de expresiones analíticas, lo que supone una disminución significativa del coste computacional típicamente asociado a estos algoritmos de búsqueda de parámetros. Se han medido diferentes chokes de modo común comerciales y se ha comparado la respuesta proporcionada por el modelo con las medidas experimentales. La ventaja fundamental que esta técnica de medida ofrece frente a técnicas previamente propuestas en la literatura

es que permite caracterizar un choke de modo común a partir de una sola medida que además no requiere circuitos auxiliares (como balunes).

El análisis realizado para caracterización de chokes ha permitido también diseñar una técnica alternativa para medir la atenuación de modo diferencial proporcionado por un choke de modo común. Esta configuración alternativa es más simple que la configuración que típicamente se usa para este fin. Se analiza la sensibilidad de esta configuración frente a acoplamientos eléctricos y magnéticos que tienden a aparecer en casos prácticos.

Por último, en este trabajo también se presenta una técnica novedosa que permite mitigar los problemas de acoplo magnético que los chokes de modo común provocan en filtros compactos. Se analiza el efecto que tienen bandas conductoras colocadas cerca de un choke de modo común en la atenuación de modo común y modo diferencial proporcionada por un filtro EMI donde se monta el choke de modo común. Se diseña un apantallamiento cuya estructura particular permite reducir de forma significativa los acoplamientos electromagnéticos entre el choke de modo común y los condensadores cercanos sin perjudicar el rendimiento del choke de modo común en otras regiones de frecuencia. Las características principales de este apantallamiento son que es fácilmente aplicable y que no da lugar a un aumento del peso, volumen o coste del filtro.

# Abstract

---

In modern power electronics systems, high switching frequencies are employed to increase power density. This trend leads to a worsening of the problems of electromagnetic interference (EMI), which makes it difficult to comply with the regulations that limit the electromagnetic emissions of these equipment. In this context, proper design and characterization of the EMI filter over a wide range of frequencies can greatly help to keep noise emissions under control while at the same time preventing designed over-specification. This is especially important in applications where strict requirements of size and weight are combined with stringent electromagnetic compatibility (EMC) regulations, as for example in aeronautical applications.

The work presented in this Memory is focused on improving the characterization techniques of common mode chokes, which are key components of EMI filters. We propose a lumped circuit of the common mode choke where not only the low frequency components are included, but also the parasitics that alter the performance of these components at high frequencies. A modal analysis of the common mode choke is performed based upon the proposed circuit model. We obtain analytical expressions of the frequencies of resonance and the transmission coefficients for the different connection configurations, and a connection that allows to analyze simultaneously the response of the common mode choke to the common mode and differential mode currents is identified. We develop a technique, based on the use of advanced search algorithms, to find the parameters of the high-frequency circuit model of the common mode choke that fit best the actual performance in the different experimental setups. The key of the proposed method is the availability of the analytical expressions, which means a significant decrease of the computational cost associated with these search algorithms. Different commercial common mode chokes have been measured and the response predicted by the high-frequency circuit model has been compared with the measured responses. The main advantage that this measurement technique offers compared to techniques previously proposed in the literature is that it allows the characterization of a common mode choke from a single measurement that also does not require auxiliary

circuits (such as balunes).

The analysis performed for the characterization of common mode chokes has also allowed us to design an alternative technique to measure the differential mode response provided by a common mode choke. This alternative configuration is simpler than the configuration that is typically used for this purpose. The sensitivity of this configuration is analyzed against electrical and magnetic couplings that tend to appear in practical cases.

Finally, this work also presents a novel technique that mitigates the magnetic coupling problems that common mode chokes cause in compact filters. We analyze the effect of conductive bands placed near a common mode choke have on the common mode and differential mode attenuation provided by an EMI filter, where the common mode choke is mounted. We design a shield whose particular structure makes it possible to significantly reduce the electromagnetic couplings between the common mode choke and the nearby capacitors without impairing the common mode choke behavior in other frequency regions. The main features of this shielding technique are that can be used on-site, and do not increase the weight, volume or cost of the EMI filter.

# Índice

---

<i>Resumen</i>	VII
<i>Abstract</i>	IX
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Los Sistemas Eléctricos Aeronáuticos	1
1.2 EMC en Electrónica de Potencia	5
1.2.1 Emisiones Conducidas	6
1.3 Filtros de Interferencia Electromagnética	8
1.3.1 Modelado electromagnético de Chokes de Modo Común	12
Modelado de CMCs basado en simulación y métodos numéricos	15
Modelado del CMC basado en medidas experimentales de impedancia	16
1.3.2 Técnicas de Cancelación de Efectos Parásitos	19
1.4 Conclusiones y objetivos	23
1.5 Organización del Documento	24
1.6 Contribuciones	25
Contribuciones a congresos	25
Artículos en revistas JCR	26
Patentes	26
<b>2 Caracterización de Chokes de Modo Común Monofásicos</b>	<b>27</b>
2.1 Medidas de coeficiente de transmisión frente a medidas de impedancia	27
2.2 Análisis modal de CMCs de dos fases	32
2.2.1 Modelo y conexiones para caracterización de un CMC	32
2.2.2 Análisis modal	33
2.2.3 Conexión CM	38
2.2.4 Conexión DM	39
2.2.5 Conexión OC	41
2.3 Descripción del método de caracterización	44
2.3.1 Modelo alternativo de circuitos con dos bloques	44

2.3.2	Extracción de parámetros del modelo de circuitos a partir de las resonancias medidas en OC	45
2.3.3	Extracción de parámetros del modelo de circuitos utilizando algoritmos de búsqueda avanzada	47
2.4	Resultados experimentales	50
2.4.1	Aplicación a la fabricación de un filtro EMI	52
2.4.2	Extensión del método a CMCs con núcleo nanocristalino	57
2.5	Conclusiones	65
<b>3</b>	<b>Caracterización de Chokes de Modo Común Trifásicos</b>	<b>67</b>
3.1	Análisis modal de CMCs trifásicos como red de 6 puertos	68
3.2	Descripción del método de caracterización	71
3.2.1	Modelo alternativo de circuitos con dos bloques	71
3.2.2	Extracción de parámetros del modelo de circuitos	73
3.3	Resultados Experimentales	75
3.4	Conclusiones	80
<b>4</b>	<b>Medida de la Respuesta al Ruido Diferencial de Chokes de Modo Común</b>	<b>85</b>
4.1	Medida de la Respuesta DM en CMCs	85
4.2	El montaje UDM	87
4.2.1	Análisis modal de un CMC	88
4.2.2	Efecto del acoplamiento eléctrico a superficies metálicas.	92
4.2.3	Efecto de acoplamiento magnético a superficies metálicas.	94
4.3	Resultados Experimentales	95
4.3.1	Análisis de la respuesta de un CMC aislado	96
4.3.2	Efecto de los acoplamientos capacitivos en una PCB	98
4.3.3	Efecto de los acoplamientos magnéticos en superficies conductoras cercanas	101
4.4	Conclusiones	104
<b>5</b>	<b>Apantallamiento para Chokes de Modo Común en Filtros EMI</b>	<b>107</b>
5.1	Análisis del Efecto de Superficies Conductoras Cercanas sobre la Respuesta de un CMC	107
5.2	Resultados Experimentales	112
5.2.1	Efecto de un VL y un HL en el Modo Común	113
5.2.2	Efecto de un VL y un HL en el Modo Diferencial	115
5.2.3	Diseño de un Apantallamiento Optimizado	119
5.2.4	Apantallamiento de un CMC encapsulado	121
5.3	Conclusiones	123
	<b>Conclusiones Generales</b>	<b>125</b>
	<b>Líneas de Trabajo Futuro</b>	<b>127</b>

<b>Apéndice A Obtención de la Matriz de Admitancias de un Choke de Modo Común</b>	<b>133</b>
A.1 Choke de Modo Común Monofásico	133
A.2 Choke de Modo Común Trifásico	138
<b>Apéndice B Coeficientes de Transmisión para el Choke de Modo Común Monofásico</b>	<b>143</b>
B.1 Configuración CM	143
B.2 Configuración DM	144
B.3 Configuración OC	146
<b>Apéndice C Coeficientes de Transmisión para el Choke de Modo Común Trifásico</b>	<b>149</b>
C.1 Configuración CM	149
C.2 Configuración DM	150
C.3 Configuración OC	151
<i>Índice de Figuras</i>	153
<i>Índice de Tablas</i>	155
<i>Bibliografía</i>	157





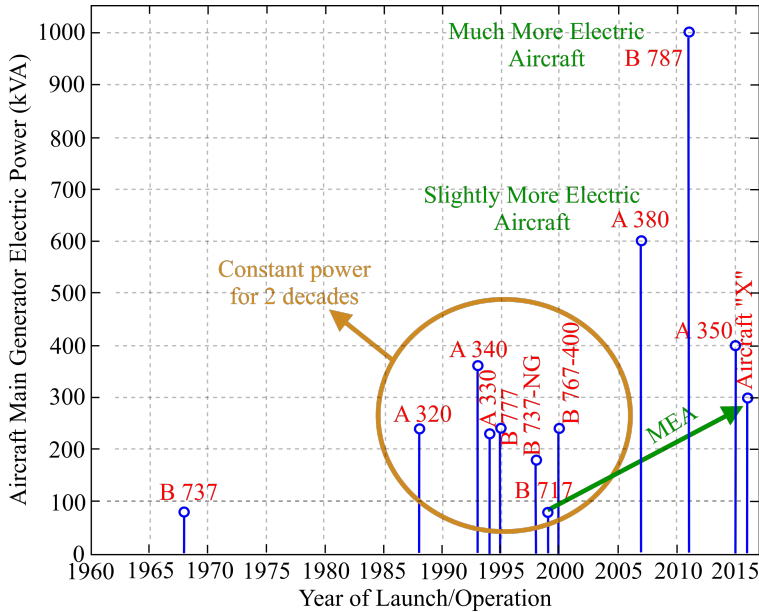
# 1 Introducción

---

## 1.1 Los Sistemas Eléctricos Aeronáuticos

Actualmente la industria aeroespacial está orientando sus esfuerzos hacia el empleo de tecnologías que permitan reducir los costes de diseño, operación y mantenimiento de las aeronaves, así como su consumo de combustible. En este contexto se enmarcan las tendencias denominadas *More Electric Aircraft* (MEA) y *All Electric Aircraft* (AEA) [1–3]. La idea subyacente en estas tendencias es reducir el peso de los sistemas y facilitar su mantenimiento mediante la eliminación de los sistemas hidráulicos y neumáticos, que actualmente se requieren en todas las aeronaves, para sustituirlos por sistemas eléctricos [3]. La tendencia actual hacia un diseño orientado a MEA se puede visualizar en la Figura 1.1, que muestra el notable incremento que han experimentado las necesidades del consumo eléctrico en las aeronaves en los últimos años [2,4].

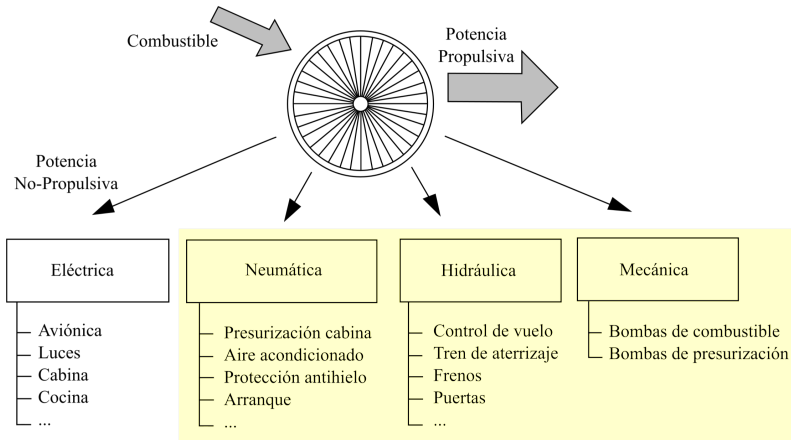
La potencia generada en un avión es generada por sus turbinas, y se puede separar en una parte propulsiva y otra no-propulsiva. La potencia no-propulsiva se usa para alimentar distintos elementos de una aeronave. En un avión convencional como el Airbus A330, la potencia no-propulsiva se puede separar en potencia eléctrica, neumática, hidráulica y mecánica (ver Figura 1.2). Tal y como se muestra en la Figura 1.3, en el contexto del concepto MEA y AEA, aquellos equipos de carácter no eléctrico (mecánicos, hidráulicos y neumáticos) pretenden ser reemplazados por sistemas eléctricos [1,5–7]. El objetivo que se persigue es múltiple. Por un lado, la sustitución de los equipos neumáticos e hidráulicos (que son más pesados) por sistemas eléctricos permite conseguir el objetivo de reducir el peso de la aeronave, lo que a su vez tiene un impacto importante en la disminución del gasto de combustible y de las emisiones contaminantes [3,8,9]. Por otro lado, se persigue también aumentar la fiabilidad y reducir costes de mantenimiento [10]. En este sentido, es conveniente tener en cuenta que los sistemas eléctricos no son necesariamente más fiables que los sistemas neumáticos e hidráulicos, pero proporcionan mayor flexibilidad y disponibilidad de la aeronave por la posibilidad que ofrecen de implementar herramientas avanzadas e inteligentes de detección



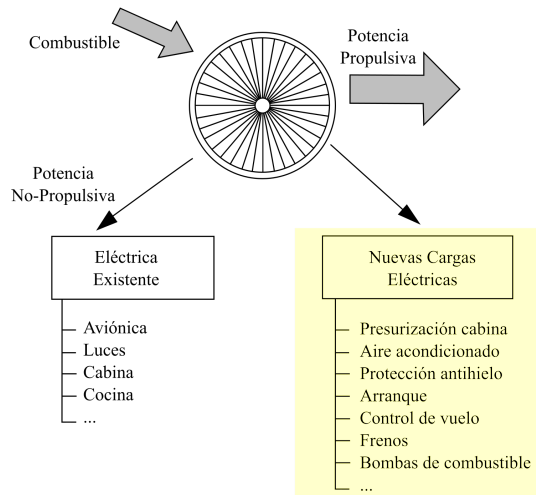
**Figura 1.1** Evolución de la energía eléctrica generada en aviones de las compañías aéreas Boeing y Airbus (Fuente: [12]).

de fallos (diagnóstico y pronóstico) y porque un diseño basado en modularidad y redundancia permite también reconfigurar el sistema para que siga funcionando ante determinados fallos [11, 12].

La tecnología anterior al MEA estaba basada en la distribución de potencia en las aeronaves en dos niveles de potencia: distribución de buses de alta potencia a  $115\text{ V}_{\text{RMS}}$  de trifásica con frecuencia nominal de operación  $400\text{ Hz}$  de corriente alterna (AC del inglés *Alternate Current*) y buses de baja potencia de corriente continua (DC del inglés *Direct Current*) a  $28\text{ V}_{\text{DC}}$ . A este bus de baja potencia se conectan todos los equipos de aviónica y sistemas de ayuda a la navegación de la aeronave. La conversión de potencia entre las dos etapas se realiza gracias a una unidad rectificadora convencional con transformación a baja frecuencia, *Transformer Rectifier Unit* (TRU), que supone una solución desventajosa en cuanto a peso, tamaño y disipación térmica. Este esquema convencional de distribución de potencia eléctrica es el empleado actualmente en aeronaves comerciales como los Airbus A320, A330 y A340. La tendencia actual en la nueva generación de aeronaves MEA (por ejemplo el Boeing Dreamliner 787 [13] y el Airbus 350 [14]) es duplicar la tensión AC de los buses de alta potencia o HVAC (siglas de *High Voltage Alternate Current*), alcanzando los  $230\text{ V}_{\text{RMS}}$  de trifásica, con el fin de reducir pérdidas de conducción, manteniendo la tendencia en el incremento de potencia. Frente a los esquemas tradicionales y HVAC de generación y distribución de potencia se ha propuesto recientemente una arquitectura alternativa que busca optimizar aún más la distribución de las altas potencias eléctricas que requieren

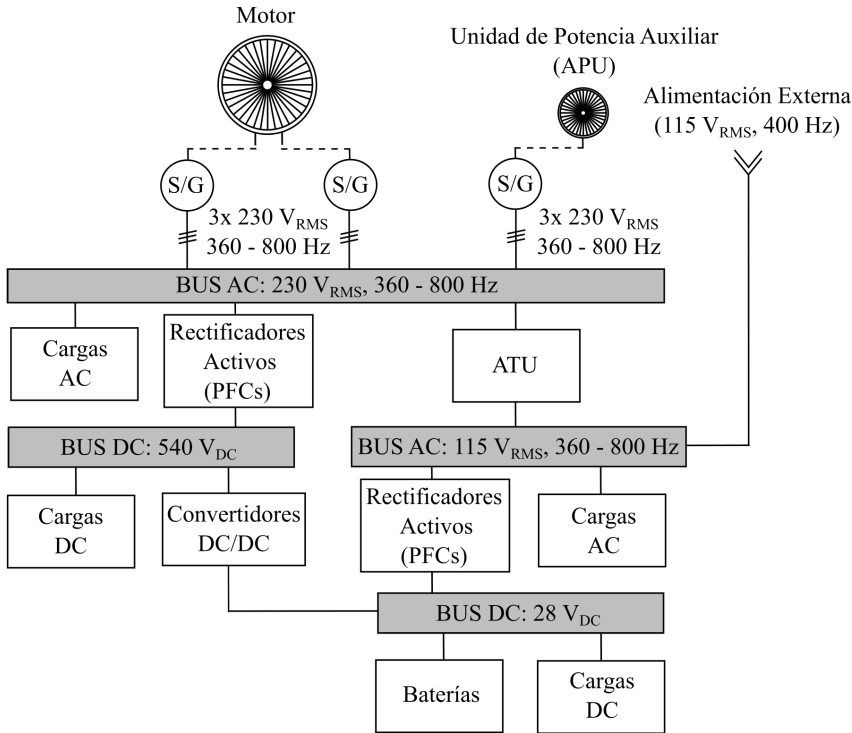


**Figura 1.2** Distribución de la potencia no propulsiva de una aeronave convencional utilizando potencia eléctrica, neumática, hidráulica y mecánica (Fuente: [5]).



**Figura 1.3** Distribución de energía no propulsiva de un MEA (Fuente: [5]).

los conceptos MEA y AEA [15–18]. La arquitectura HVDC (*High Voltage Direct Current*) emplea un bus de distribución de alto voltaje en DC alcanzando los  $\pm 270 \text{ V}_{\text{DC}}$  ó los  $+540 \text{ V}_{\text{DC}}$  [18,19]. Un ejemplo de arquitectura eléctrica del MEA B787 se muestra en la Figura 1.4.



**Figura 1.4** Arquitectura del sistema eléctrico del MEA Boeing B787 (Fuente: [5, 6]).

Las ventajas de un sistema de distribución HVDC se encuentran en la disminución de peso asociada a dos factores: En primer lugar, el uso de un mayor voltaje permite reducir pérdidas en conducción y por tanto es posible utilizar cables de menor grosor y peso en el sistema de distribución [19]. Las pérdidas en conducción también se ven reducidas en DC frente a un mismo voltaje efectivo AC porque en DC no hay corrientes asociadas a la potencia reactiva. Además, en DC no aparece efecto *skin* asociado a armónicos de alta frecuencia, por lo que se evita el aumento de pérdidas que esto conlleva [4]. En segundo lugar, en el sistema de distribución de potencia convencional de aeronaves la mayor parte de las cargas eléctricas embarcadas se alimentan a través de convertidores de potencia internos que se conectan a una de las fases AC. Como el sistema de distribución convencional debe cumplir unos requisitos muy estrictos de distorsión armónica (THD siglas de *Total Harmonic Distortion*), estos convertidores deben venir provistos de circuitos pasivos o activos de corrección del factor de potencia (PFC: *Power Factor Correction*) que representan aproximadamente la mitad del peso del convertidor completo [8, 20]. El empleo de HVDC elimina la necesidad de incorporar estos sistemas PFC, con el consiguiente ahorro de peso en el sistema de distribución eléctrica.

El sistema HVDC presenta como ventaja adicional que permite una muy fácil integración de sistemas de potencia auxiliares (APUs: *Auxiliary Power Unit*) basa-

dos en tecnología de pilas de combustible [19,20], menos ruidosos y contaminantes que los actuales.

Las nuevas necesidades de acondicionamiento de potencia asociadas al sistema de distribución HVDC hacen que la electrónica de potencia juegue un papel fundamental en el desarrollo de los conceptos MEA y AEA. Esto también involucra al desarrollo de nuevas fuentes de alimentación en tierra, trenes de aterrizaje y muchas otras aplicaciones [5,21–24].

Las dificultades tecnológicas que plantea el concepto MEA [1] han motivado que en los últimos años la Unión Europea haya lanzado varios proyectos que tratan de abordar estos retos. Así, el proyecto MOET [25], desarrollado entre 2006 y 2009, reunió a 46 empresas del sector y 15 centros de investigación con el propósito de establecer los nuevos estándares industriales para el diseño de aeronaves comerciales que permitieran reducir sus emisiones y mejorar su capacidad de operación. Hoy en día los conceptos MEA y AEA juegan un papel fundamental en los proyectos de investigación impulsados por CleanSky [26], un consorcio público-privado formado por la Unión Europea y la industria cuyo objetivo es reducir el impacto medioambiental de la aviación. Estos proyectos han contribuido al desarrollo de nuevos conceptos y equipos eléctricos y electrónicos que a día de hoy se encuentran en funcionamiento en aeronaves de última generación (B787 [13] y A380 [14]), que representan una evolución muy importante hacia el concepto MEA.

## 1.2 EMC en Electrónica de Potencia

En el ámbito de la electrónica de potencia, la tendencia hacia MEA y la evolución prevista hacia un sistema de distribución HVDC han creado la necesidad de diseñar nuevos equipos de acondicionamiento de potencia, como por ejemplo convertidores de potencia DC/DC capaces de regular el flujo de energía entre el bus de alto voltaje ( $\pm 270 V_{DC}$  ó  $+540 V_{DC}$ ) y el bus de bajo voltaje, de  $28 V_{DC}$ , con el que se alimenta a las cargas de aviónica. Los convertidores DC/DC son muy conocidos y se usan en distintas aplicaciones industriales, como por ejemplo en el sector automovilístico, ferroviario, telecomunicaciones y naval [27–36]. Sin embargo, estas soluciones existentes deben adaptarse a los estrictos requerimientos de peso y volumen propios del ámbito aeronáutico [37–39]. A esto se unen requisitos como alta eficiencia, robustez y fiabilidad.

Desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética (que usualmente se abrevia con las siglas EMC, *Electromagnetic Compatibility*), son bien conocidas las dificultades que plantean los convertidores de potencia del tipo fuentes conmutadas (*switched-mode power supply*, SMPS) [40]. Estos equipos resultan mucho más ligeros y eficientes que alternativas como las fuentes lineales. Sin embargo, debido a que su funcionamiento se basa en la conmutación de transistores, las SMPS producen ruido electromagnético de alta frecuencia, provocados principalmente por los cambios abruptos de voltaje ( $dv/dt$ ) y corriente ( $di/dt$ ) durante el proceso de conversión de energía [41], que da lugar a emisiones electromagnéticas cuya magnitud depende de

varios factores como la topología, el layout de los componentes, los efectos parásitos (acoplos capacitivos e inductivos) y de la técnica de control implementada. En este contexto, es importante resaltar que los problemas que plantean las emisiones electromagnéticas de fuentes conmutadas son en general mucho más graves a medida que se incrementa la frecuencia de conmutación, ya que la mayor parte de los fenómenos asociados a la generación de estas emisiones (como parásitos de los componentes, acoplos eléctricos y magnéticos y radiación) tienen un impacto mayor a medida que la frecuencia aumenta. Esta circunstancia plantea una dificultad añadida al diseño de convertidores de potencia para aplicaciones aeronáuticas debido a que el aumento de la frecuencia de conmutación es una de las principales bazas de diseño que se utilizan para tratar de incrementar la densidad de potencia de estos convertidores [42–45]. En estas circunstancias, solamente un diseño cuidadoso del convertidor, que incorpore consideraciones de EMC desde el principio, puede permitir desarrollar un prototipo que cumpla simultáneamente los requisitos de densidad de potencia y de EMC.

En general, las emisiones electromagnéticas de un equipo electrónico se pueden clasificar en dos tipos:

- **Emisiones conducidas:** corrientes de ruido generadas por el DUT (*Device Under Test*) que se propagan a través de los cables de alimentación y/o de los cables de interconexión del equipo con sus cargas o con otros equipos.
- **Emisiones radiadas:** campos electromagnéticos generados por las corrientes que circulan por el interior del equipo y/o sus cables de alimentación e interconexión. Dentro del ámbito de EMC esto incluye campos de radiación propiamente dichos, pero también campos eléctricos y magnéticos asociados a potencia reactiva (campos próximos).

Conviene aclarar que las corrientes de ruido y los campos electromagnéticos asociados a ellas son fenómenos estrechamente relacionados. Esta clasificación responde simplemente a un criterio de conveniencia basado en el hecho de que a la hora de fijar límites de emisiones resulta más conveniente y sencillo medir corrientes a frecuencias bajas y campos eléctricos y magnéticos a frecuencias altas (típicamente por encima de las decenas de MHz). En cualquier caso, la necesidad de imponer límites a estas emisiones conducidas y/o radiadas responde al hecho de que estas emisiones pueden impedir o degradar el funcionamiento de los equipos electrónicos en su entorno de trabajo [46]. Por motivos evidentes de seguridad esto resulta especialmente grave cuando se trata de equipos embarcados en una aeronave. Por esta razón, los convertidores embarcados se han de ajustar a unos requerimientos de EMC muy estrictos, que vienen establecidos en la normativa específica aeronáutica RTCA/DO-160 [47]. También en muchos casos se requiere conformidad con la normativa militar [48].

### **1.2.1 Emisiones Conducidas**

Las frecuencias de conmutación típicas de convertidores de potencia modernos se encuentran en el rango de las decenas y centenas de kHz. En el ámbito de la

investigación se están explorando frecuencias en el entorno del MHz [5, 49, 50]. Debido a esto, en la práctica los problemas más importantes de emisiones de estos equipos se encuentran habitualmente para frecuencias que abarcan desde el armónico fundamental de conmutación hasta las varias decenas de MHz. En este rango de frecuencias las normas de EMC limitan normalmente las emisiones de los equipos mediante medidas de emisiones conducidas.

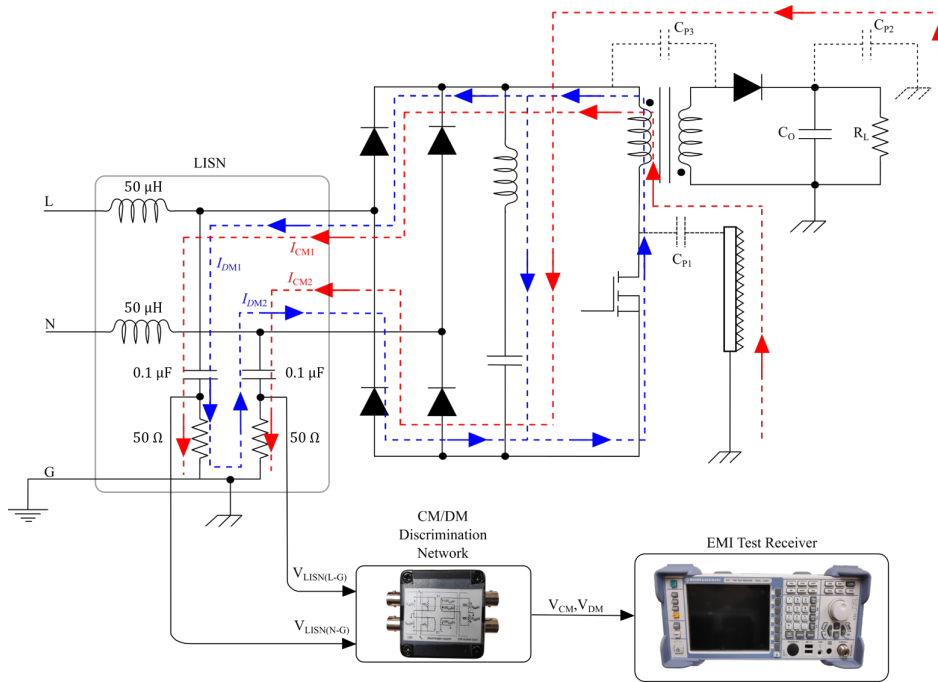
Las corrientes que constituyen las emisiones conducidas pueden descomponerse en dos modos: corrientes en **modo común** (CM) y en **modo diferencial** (DM) [46].

- La corriente CM ( $I_{CM}$ ) fluye en la misma dirección en todos los cables y regresa por el cable o camino de tierra. Su bucle se cierra típicamente a través de un acoplamiento capacitivo (corrientes de desplazamiento).
- La corriente DM ( $I_{DM}$ ) posee sentidos opuestos en los dos cables de alimentación. Este es el modo que corresponde a las corrientes ideales de alimentación.

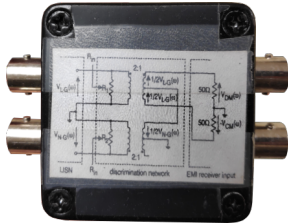
La medida de las emisiones conducidas de un equipo se realiza con una Red de Estabilización por Impedancia de Línea (LISN: *Line Impedance Stabilization Network*), conectada entre la fuente de alimentación y el DUT. Este dispositivo evita las interferencias de ruido externo procedente de la red de alimentación y proporciona una referencia de impedancia constante vista desde el equipo, lo que hace las medidas repetibles. La impedancia que ofrece el LISN por cada fase ( $Z_{LISN}$ ) es de  $50\Omega$ . Es en esta impedancia donde las normas de EMC típicamente establecen un límite máximo al voltaje medido en función de la frecuencia<sup>1</sup>. Este voltaje se mide habitualmente con un EMI Test Receiver (ver Figura 1.5c). A efectos de diagnosticar y solucionar problemas de emisiones conducidas es conveniente en muchos casos descomponer las corrientes medidas en las fases en sus modos CM y DM. Para ello puede usarse un CM/DM Discrimination Network (ver Figura 1.5b). La Figura 1.5a muestra el esquema típico de un LISN, así como del CM/DM Discrimination Network y el EMI Test Receiver, además de un ejemplo de cómo circulan las corrientes CM ( $I_{CM}$ ) y DM ( $I_{DM}$ ) en una SMPS.

Incluso cuando se utilizan técnicas de diseño orientadas a EMC para reducir las emisiones generadas por un convertidor de potencia [46, 52–54], lo más habitual es que las emisiones conducidas de estos equipos superen con mucho los límites establecidos por las normas, lo que hace necesario aplicar medidas adicionales de mitigación. En este sentido, la manera más directa y efectiva de atenuar las emisiones de un equipo a través de sus cables de alimentación es conectar en éstos un filtro EMI (*Electromagnetic Interference*). Un filtro EMI es un componente pasivo que incorpora elementos inductivos como bobinas y chokes de modo común (CMC del inglés *Common Mode Choke*). También suelen incluir condensadores que se conectan entre las líneas de alimentación ( $C_X$ ) o entre cada línea y el plano de

<sup>1</sup> En la normativa específica aeronáutica RTCA/DO-160 [47] se usan sondas de corriente para medir directamente corrientes en las fases (desde 10 kHz hasta 153 MHz) en lugar de medir el voltaje en  $Z_{LISN}$ . Sin embargo, dado que la impedancia está normalizada, existe una relación unívoca entre ambas magnitudes.



(a) Posible esquema para medir las emisiones conducidas en una SMPS (Fuente: [51]).



(b) CM/DM Discrimination Network.



(c) EMI Test Receiver Rohde & Schwarz ESL-6 para medir de emisiones conducidas .

**Figura 1.5** Medida de emisiones conducidas: corrientes CM y DM en una SMPS.

retorno ( $C_Y$ ) [46]. El siguiente apartado se dedica a detallar la estructura básica de un filtro EMI. Se describen también los elementos parásitos que más influyen en la respuesta de un filtro EMI real.

### 1.3 Filtros de Interferencia Electromagnética

Los filtros EMI son filtros pasivos de paso de baja que se colocan en los cables de alimentación de convertidores y otros sistemas para atenuar las emisiones conducidas a través de estos cables [46]. Estos filtros están compuestos habitualmente por



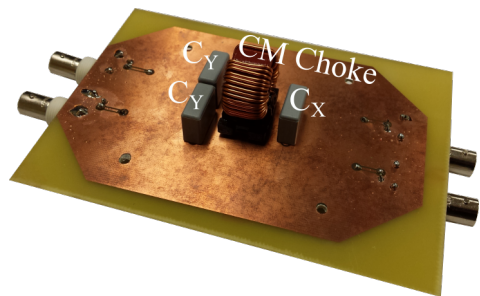
condensadores, inductores, inductores acoplados (CMCs) y resistencias [46].

La Figura 1.6a muestra un esquemático de un filtro EMI sencillo de una sola etapa. En la Figura 1.6b se han añadido, resaltados en color rojo, algunos de los elementos parásitos más importantes que dan cuenta de efectos de altas frecuencias, y sobre los que se comentarán más detalles más adelante. En dicho esquemático, el condensador  $C_X$  atenúa el ruido DM, pero no afecta al ruido CM [46]. Los condensadores  $C_Y$  conectan cada línea con el plano de retorno (masa) y habitualmente tienen valores bastante más pequeños que los  $C_X$  debido a las limitaciones que las diferentes normativas imponen a la corriente que el filtro puede derivar a tierra a la frecuencia nominal de funcionamiento del equipo. Entre ambos tipos de condensadores se suele ubicar un CMC. Este componente, que se analizará con más detalle en la siguiente sección, está constituido por un par de bobinas acopladas fabricadas mediante sendos bobinados con un núcleo común. El acoplo entre esta pareja de bobinas está diseñado de modo que el conjunto presente una alta impedancia frente a las corrientes CM [46]. Además, un CMC presenta típicamente una inductancia de fuga (o *leakage*) que ofrece también cierta atenuación sobre las corrientes DM.

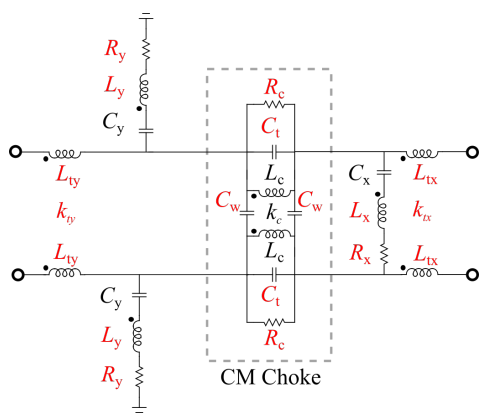
Es importante resaltar que el filtro de la Figura 1.6 constituye el esquema básico más simple posible de un filtro EMI. A menudo se utilizan condensadores  $C_X$  a ambos lados del CMC y también varios condensadores en paralelo para reducir el efecto de la auto-inducción de los condensadores. También es frecuente que se incluya más de una etapa de filtrado. En general, el proceso de diseño de un filtro EMI parte de unas especificaciones de atenuación (**pérdidas de inserción** o *insertion loss*<sup>2</sup> [55–58]) a partir de las cuales se realiza un diseño preliminar y se fabrica un prototipo. A continuación, es preciso medir la atenuación real que proporciona el prototipo del filtro. Esta atenuación difiere con frecuencia de la estimada a partir de un análisis de circuitos del esquemático del filtro debido fundamentalmente a tres razones:

- La atenuación de un filtro depende del valor de las impedancias de la fuente y de la carga. En ensayos de EMC la impedancia de carga es fijada por el LISN. Sin embargo, **la impedancia de la fuente es habitualmente desconocida**, y es diferente para emisiones en modo común (CM) y en modo diferencial (DM) [46].
- A **frecuencias altas** (por encima de unos cientos de kHz o unos pocos de MHz) aparecen **efectos parásitos**, como inductancias parásitas de condensadores, capacidades parásitas en inductores y acoplos mutuos que no son fáciles de estimar a priori y que deterioran notablemente la respuesta del filtro frente al comportamiento ideal esperado.

<sup>2</sup> La pérdida de inserción (*Insertion Loss*) proporciona una medida de la reducción del voltaje aplicado en la carga debido a la inserción del filtro. Esto es:  $IL(\text{dB}) = 20 \log_{10}(V_{L,WO}/V_{L,W})$ , donde  $V_{L,W}$  y  $V_{L,WO}$  son los voltajes aplicados en la carga con y sin filtro respectivamente. Es una función dependiente de la frecuencia. En el caso habitual en que la fuente y la carga usan la misma impedancia de referencia (típicamente 50  $\Omega$ ) su relación con el coeficiente de transmisión,  $S_{21}$ , es:  $IL(\text{dB}) = -20 \log_{10} |S_{21}|$ .



(a) Fotografía de una placa con un prototipo de filtro EMI con dos condensadores CM ( $C_Y$ ), un condensador DM ( $C_X$ ) y un CMC.



(b) Esquemático de modelo de circuitos de un filtro EMI. Los elementos marcados en rojo modelan efectos parásitos de alta frecuencia.

**Figura 1.6** Prototipo y esquemático de un filtro EMI de una sola etapa.

- Los **elementos inductivos** (inductores y CMCs) poseen núcleos de materiales magnéticos que con frecuencia presentan un **comportamiento no lineal**, asociado de una dependencia con la frecuencia de la permeabilidad del material, que no siempre es conocido y que es difícil modelar con un esquema de circuitos sencillos.

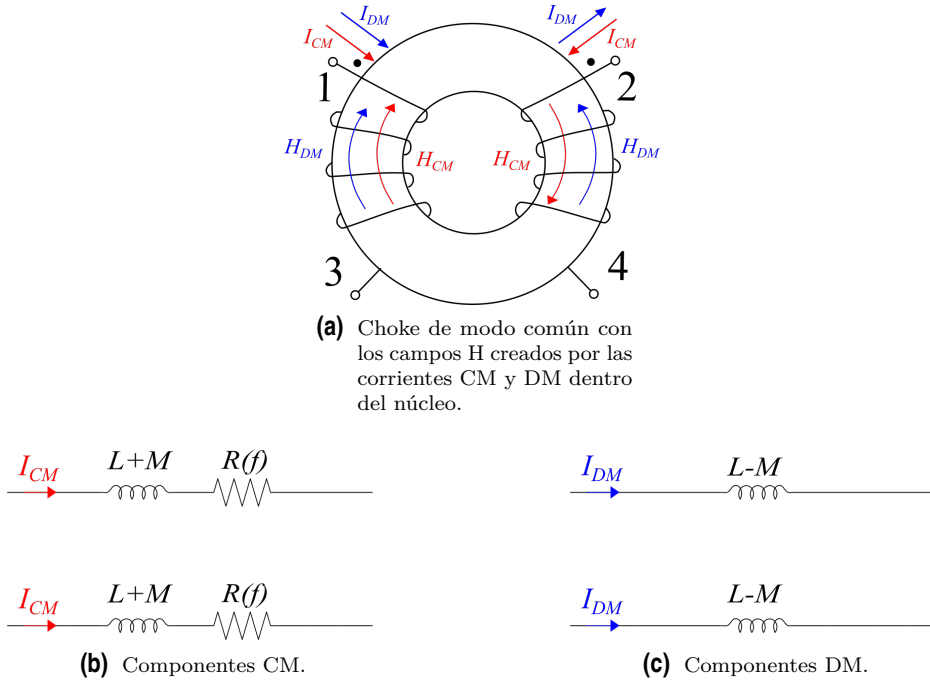
Como consecuencia de las desviaciones habitualmente encontradas en la atenuación real y esperada del filtro EMI, normalmente es preciso abordar un proceso de ensayo y error en el que se fabrican sucesivos prototipos y se mide su atenuación real en ensayos de emisiones conducidas o radiadas. Dado que este proceso es costoso y puede dilatar notablemente el proceso completo de diseño de un sistema, es habitual que se recurra a un sobredimensionado del filtro, lo que implica añadir componentes y/o etapas al filtro, aumentando su peso y tamaño. Sin embargo,

esta opción no está habitualmente disponible en aplicaciones aeronáuticas. Tal como se ha indicado, el diseño de filtros EMI para convertidores embarcados es especialmente complejo porque han de combinarse unos requerimientos exigentes de atenuación con la necesidad de mantener un bajo peso y volumen (alta densidad de potencia) del convertidor de potencia, lo cual limita el número de componentes y etapas de que el filtro puede disponer. En consecuencia, alcanzar un diseño acorde con las especificaciones es habitualmente un proceso largo y complejo que requiere un alto grado de experiencia y conocimientos en aspectos de EMI/EMC y de electrónica de potencia. Es en este contexto donde las herramientas de modelado y simulación pueden resultar determinantes para reducir los tiempos de desarrollo y mejorar las expectativas de éxito del diseño de un filtro EMI [59]. En este sentido, el reto más importante se encuentra en el modelado preciso de efectos parásitos de alta frecuencia. Tal como se ha comentado anteriormente, la respuesta de un filtro EMI a frecuencias bajas (hasta unos cientos de kilohercios) puede obtenerse con bastante precisión utilizando un modelo de circuitos sencillo que incorpore los componentes del filtro como elementos localizados del circuito. Sin embargo, a frecuencias superiores aparecen elementos parásitos de distinta naturaleza cuyo efecto es modificar sustancialmente la atenuación del filtro respecto a lo esperado según el modelo de circuitos simple del filtro [60, 61]. Los efectos parásitos más importantes son los siguientes:

- Inductancias parásitas de condensadores (ESL: *Equivalent Series Inductance*) [62].
- Capacidades parásitas de inductores y chokes (EPC: *Equivalent Parallel Capacitance*) [61, 63].
- Acoplo mutuo (eléctrico y magnético) entre componentes [64, 65].
- Acoplo entre componentes y partes estructurales del filtro como pistas, planos de masa y caja metálica [64, 65].

Un ejemplo de esfuerzo dedicado a modelado de efectos parásitos en condensadores se ha publicado recientemente en [62]. En ese trabajo se presenta una técnica simple y precisa para calcular analíticamente la autoinducción de un condensador de película delgada y la inductancia mutua entre condensadores de película delgada colocados muy cerca a través de parámetros geométricos. La técnica desarrollada tiene en cuenta los efectos *skin* y de proximidad para aproximar las corrientes que fluyen dentro de los condensadores a altas frecuencias por corrientes de tipo *strip*. Esta hipótesis, que se valida a través de simulaciones y medidas electromagnéticas, permite utilizar expresiones simples de forma cerrada para calcular inductancias propias y mutuas de condensadores de película delgada.

El presente trabajo se centra en el modelado de CMCs en un rango en frecuencias amplio. Los CMCs son más complejos y difíciles de modelar que los condensadores. También se estudian los acoplos que existen entre el CMC y los condensadores del filtro EMI, así como técnicas inteligentes de apantallamiento para mejorar el comportamiento de un filtro EMI a altas frecuencias. Es necesario mencionar que



**Figura 1.7** Modelado del efecto de un CMC según las corrientes CM y DM (Fuente [46,56]).

el rango en frecuencias que se ha considerado en este trabajo es el que la mayor parte de las normas de EMC establecen límites en las emisiones conducidas de los equipos. Es decir, hasta frecuencias de varias decenas de MHz. Aunque en el caso concreto de la norma RTCA/DO160 [47] este límite alcanza los 153MHz, la experiencia indica que es muy difícil obtener un modelo de circuito de parámetros concentrados de un filtro EMI que sea preciso por encima de 100MHz. Para obtener un modelo preciso en un rango en frecuencias más amplio, como el que establece la norma RTCA/DO160 [47], es necesario a veces recurrir a un modelo de circuitos de parámetros distribuidos [57]. El modelado de estos efectos de alta frecuencia, que podemos considerar de orden superior, no se consideran en el presente trabajo y se plantea como una línea futura de investigación.

### 1.3.1 Modelado electromagnético de Chokes de Modo Común

Los CMCs son un componente clave de los filtros EMI diseñados principalmente para la atenuación de corrientes CM [46, 56, 66, 67]. La Figura 1.7a muestra un esquema de un CMC de dos fases, que está formado por dos bobinas iguales enrolladas en un núcleo magnético. La autoinducción de cada bobina es  $L$  y la inductancia mutua entre ellas es  $M$ . Como se indica en la Figura 1.7a, el devanado de ambas bobinas está realizado de manera que cuando está CMC excitado en CM los campos magnéticos de ambas bobinas se suman en el núcleo. Por tanto, el campo magnético de las corrientes CM se mantiene mayormente confinado en el

núcleo del CMC [56]. Sin embargo, el campo magnético creado por las corrientes DM es mucho más débil dentro del núcleo (los campo de ambas bobinas tienden a anularse mutuamente) y cierra sus líneas de campo fuera del mismo [56]. En este sentido, el CMC excitado por las corrientes DM puede considerarse como una bobina simple con un núcleo de tipo barra (abierto), y por lo tanto la inductancia que presenta depende más de las características geométricas del CMC que del valor concreto de la permeabilidad del núcleo.

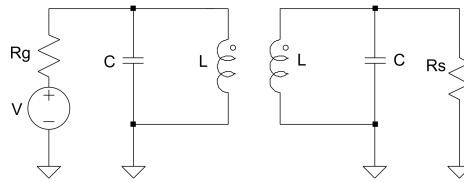
El funcionamiento de un CMC se basa en el hecho de que la inductancia presentada a las corrientes CM por los dos devanados fuertemente acoplados es típicamente alta (es  $L + M$  como se puede observar en la Figura 1.7b) [46, 56], mientras que la inductancia que presenta el CMC a las corrientes DM es mucho más baja ( $L - M$ ). Como consecuencia, este componente tiende a oponerse a la circulación de corrientes CM y a presentar poca oposición a la circulación de corrientes DM, entre las que se encuentran las corrientes funcionales de los equipos electrónicos. Estas corrientes funcionales suelen ser además las de mayor amplitud, por lo que el hecho de que sus campos magnéticos tiendan a anularse dentro del núcleo es un aspecto clave para evitar la saturación del material magnético.

Además del efecto inductivo, los CMC también pueden introducir efectos resistivos asociados a las pérdidas en el núcleo ferromagnético. Así, por ejemplo, los núcleos de ferrita añaden un efecto resistivo dependiente de la frecuencia ( $R(f)$ ), en serie con la inductancia  $L + M$  [46]. Esta resistencia se vuelve dominante a frecuencias altas. Por lo tanto, no sólo se consigue atenuar las corrientes CM sino que también se disipa energía en  $R(f)$ .

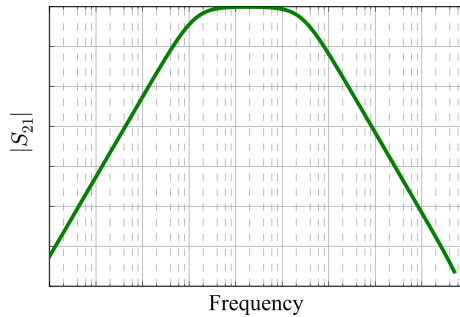
Merece la pena mencionar que en el caso ideal en que los devanados sean perfectamente simétricos y todo el flujo magnético de las corrientes permanece en el núcleo ( $L = M$ ) se tiene que la impedancia que presenta el CMC al modo diferencial es:  $Z_{DM} = j\omega(L - M) = 0$  [46]. De esta manera, en el caso ideal un CMC no tiene efecto sobre las corrientes de modo diferencial, pero muestra una impedancia de valor  $2L$  ( $Z_{CM} = j\omega(L + M) = 2L$ ) en serie con los dos conductores frente a las corrientes CM. Estas nociones sobre el principio de funcionamiento de un CMC se ilustran en los esquemáticos de la Figura 1.7.

En resumen, un CMC se puede entender como un transformador simétrico fuertemente acoplado que se conecta de una forma concreta en el filtro EMI para atenuar principalmente el ruido CM. El CMC permite la circulación de las corrientes DM de baja frecuencia (alimentación) de la fuente a la carga, mientras que las de alta frecuencia se atenúan ligeramente como consecuencia de que el acoplo entre las bobinas no es perfecto. Aunque este efecto es intencionado en muchas ocasiones y busca proporcionar cierta atenuación del ruido DM, el grado de desacoplo entre las bobinas no debe ser demasiado alto para evitar que las corrientes de alimentación saturen el núcleo del CMC.

Dado que el objetivo fundamental de un CMC es impedir la propagación de corrientes en CM, vale preguntarse porqué su conexión no se realiza como la de un transformador normal, que ofrece aislamiento galvánico entre el primario y el secundario y por lo tanto constituye también un buen filtro de CM. La Figura 1.8a



(a) Esquema eléctrico del CMC excitado en DM, visto como un transformador, alimentando una carga resistiva.



(b) Función de transferencia de un CMC visto como transformador.

**Figura 1.8** CMC visto como un transformador.

muestra el esquema eléctrico básico de un CMC conectado como un transformador y alimentando una carga resistiva  $R_g$ .

La Figura 1.8b muestra la función de transferencia del circuito de la Figura 1.8a. Puede observarse que esta función de transferencia tiene el aspecto de la de un filtro paso de banda. En efecto, por un lado se da el hecho de que a frecuencias suficientemente altas las capacidades parásitas de los devanados deterioran la respuesta del transformador. Sin embargo, es más importante aún el hecho de que la transferencia de potencia a la carga por parte de un transformador requiere una frecuencia mínima (para que la inductancia de magnetización presente una impedancia superior a la de la carga). Por supuesto esto descarta el uso de esta conexión cuando las corrientes de alimentación sean en DC. Pero incluso aunque sean de alterna, para que las corrientes de alimentación (baja frecuencia) se transfieran del primario al secundario habría que desplazar hacia la izquierda el ancho de banda de la función de transferencia representada en la Figura 1.8b. La forma más directa de realizar esto físicamente sería incrementar el número de vueltas de cada bobinado alrededor del núcleo magnético. Mediante esta acción, se conseguiría aumentar la inductancia de magnetización. Sin embargo, aumentar el número de vueltas de los devanados aumenta el flujo magnético, lo que hace necesario incrementar el tamaño del núcleo para evitar su saturación. En consecuencia, esto implica un aumento del tamaño, peso y volumen del dispositivo

y, por lo tanto, del filtro EMI. Esto no es deseable en muchas situaciones, y desde luego no es una opción viable en aplicaciones aeronáuticas.

En resumen, podemos concluir que en general un CMC es un dispositivo difícil de caracterizar porque posee cuatro terminales cuya respuesta depende de la conexión, el tipo de ruido (CM o DM) que fluye a través de él y la permeabilidad del material del núcleo que depende de la frecuencia [68,69]. Sin embargo, debido al interés del problema, en los últimos años han aparecido algunos trabajos en la literatura especializada que tratan de abordar el problema del modelado electromagnético de CMCs.

### Modelado de CMCs basado en simulación y métodos numéricos

El objetivo básico de la caracterización de un componente como un CMC es obtener un modelo de circuitos del componente, que aproxime adecuadamente su comportamiento en el rango de frecuencias de interés, y que pueda ser insertado en una herramienta de simulación de circuitos como **SPICE**<sup>3</sup> [70,71]. Un modelado de este tipo es adecuado cuando la geometría del sistema eléctrico es pequeña en comparación con la longitud de onda de las ondas electromagnéticas involucradas en el análisis del mismo [46,57]. Bajo esta condición, tanto los efectos de radiación electromagnética como los denominados efectos de línea de transmisión son insignificantes y se puede utilizar el análisis de circuitos de parámetros concentrados. Sin embargo, cuando las dimensiones del sistema eléctrico bajo análisis comienzan a ser comparables con la longitud de onda de las ondas electromagnéticas involucradas, los conductores, cables, conectores, pines, vías y los propios componentes de un circuito requieren de un modelado más preciso que tenga en cuenta efectos de línea de transmisión y/o de radiación [46]. En este sentido, la forma más general de abordar el problema de caracterización de un sistema es resolver las ecuaciones de Maxwell para los campos electromagnéticos<sup>4</sup>, que incluyen los efectos de radiación electromagnética y el acoplamiento de los campos eléctrico y magnético [72]. La principal desventaja de este enfoque del problema radica precisamente en su complejidad, mientras que su ventaja más importante es que se prescinde de aproximaciones y por tanto es posible dar cuenta de efectos asociados a acoplos y a radiación electromagnética que no se pueden considerar en un modelo simplificado.

En el contexto de modelado electromagnético de componentes de filtros EMI, se han propuesto diversas técnicas que utilizan métodos numéricos para resolver las ecuaciones de Maxwell [59,73] haciendo uso de paquetes *software* como **ANSYS Electromagnetics**. En este sentido, se ha hecho uso de técnicas numéricas muy populares como *Finitee–Difference Time–Domain Method* (FDTD) [74], *Finitee–Element Method* (FEM) [75], *Method of Moments* (MoM) [76,77], o *Partial Element Equivalent Circuit Method* (PEEC) [59,73,78]. Las características principales de los métodos numéricos mencionados se detallan en la Tabla 1.1. De

<sup>3</sup> **SPICE** es un acrónimo inglés de *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis* (Programa de simulación con énfasis en circuitos integrados). Fue desarrollado por la Universidad de California, Berkeley en 1973 por Donald O. Pederson y Laurence W. Nagel.

<sup>4</sup> Las ecuaciones de Maxwell son un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales acopladas que relacionan los campos electromagnéticos ( $\vec{E}, \vec{H}$ ) con las distribuciones de corriente y carga ( $\vec{J}, \rho$ ) y las características del material ( $\epsilon, \mu$ ) en un sistema.

entre estas técnicas destaca el método PEEC, que es un método numérico basado en el concepto de inductancia parcial<sup>5</sup>, inicialmente desarrollado para análisis de conectores de alta velocidad [79, 80]. Este método resulta especialmente adecuado para sistemas como los convertidores y filtros de potencia que incorporan estructuras de conducción (cables y pistas), que poseen una dimensión (longitudinal) mucho mayor que sus dimensiones transversales. El método híbrido PEEC – BIM, en [59, 73], combina características del método PEEC y del *Boundary Integral Method* (BIM) [77, 81] para incorporar el modelado de las propiedades no lineales de los núcleos magnéticos de inductores y transformadores.

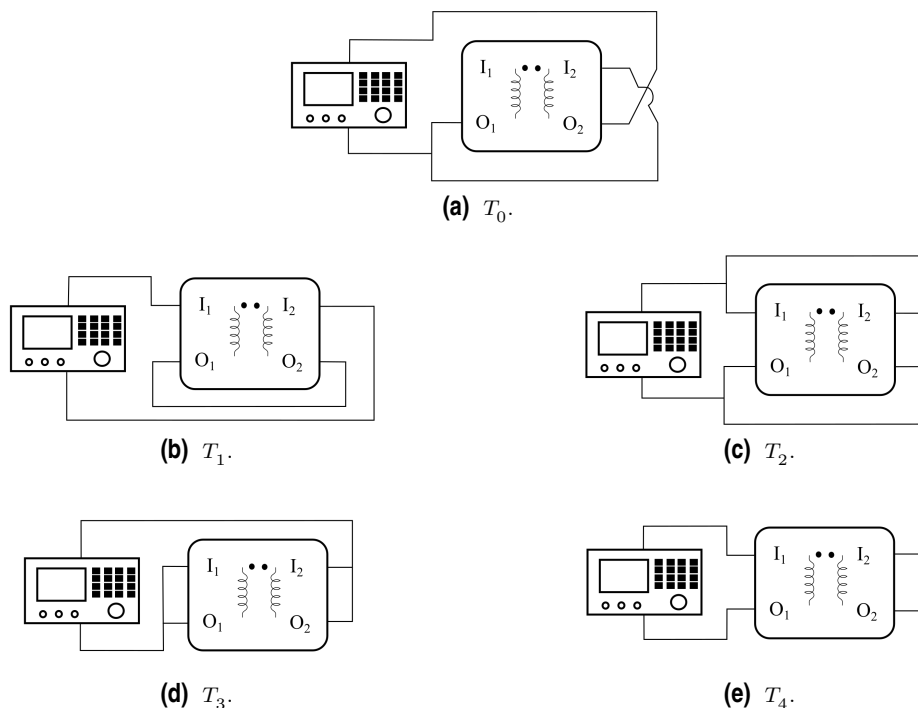
Estas técnicas numéricas poseen el inconveniente de que requieren un esfuerzo computacional muy alto y, sobre todo, de la dificultad que implica modelar con precisión todos los componentes del filtro. Además, estas técnicas requieren disponer de información compleja de obtener como, por ejemplo, la geometría precisa de los devanados y del núcleo o la permeabilidad del núcleo en función de la frecuencia. En consecuencia, resulta complejo realizar un análisis de este tipo para la caracterización y/o selección de componentes como CMCs. En este sentido, no debe obviarse el hecho de que, para los CMCs comerciales, los datos de sobre su construcción y otros datos básicos, como las propiedades del núcleo, rara vez están disponibles en los proveedores o en las hojas de datos respectivas. Además, para algunos CMCs (por ejemplo, componentes sellados y/o filtros encapsulados en cajas de apantallamiento), incluso los datos básicos como el número de vueltas y la longitud del cable son difíciles de determinar. Todos estos inconvenientes son comunes a las herramientas de simulación electromagnéticas comerciales (como CST, Gecko, Maxwell de ANSYS o HFSS de ANSYS), que se basan en las técnicas numéricas mencionadas anteriormente.

### **Modelado del CMC basado en medidas experimentales de impedancia**

Un enfoque alternativo para caracterizar CMCs comerciales es modelar el CMC a partir de medidas, como se propone en [82–88]. En general, estas técnicas requieren la realización de medidas de impedancia del CMC con diferentes esquemas de conexión. La Figura 1.9 muestra un ejemplo donde se usan diferentes esquemas de conexión para medir la impedancia (magnitud y fase) de un 2P-CMC. Las curvas obtenidas de estas medidas se ajustan luego a las de un circuito físico o de comportamiento correspondiente, como el que se muestra en la Figura 1.10a, mediante un procedimiento de extracción de parámetros [84]. Así, las medidas realizadas según la Figura 1.9 se combinan para obtener las capacidades  $C_e$ ,  $C_p$  y  $C_s$ , así como la impedancia de *leakage*  $Z_1$  (ver Figura 1.10b) y de magnetización  $Z_2$  (ver Figura 1.10c). En general, las técnicas de caracterización basadas en medidas han demostrado su utilidad para caracterizar CMCs con comportamientos muy

<sup>5</sup> Paul R. Clayton define en su libro *Inductance: Loop and Partial* el significado físico de inductancia parcial propia y mutua. Atendiendo a esta referencia, la auto-inductancia parcial de un segmento del contorno de un circuito cerrado es la relación del flujo magnético que penetra en la superficie entre ese segmento y el infinito y la corriente en ese segmento. Por otra parte, la inductancia parcial mutua entre dos segmentos de uno o más bucles cerrados es la relación del flujo magnético (producido por la corriente en el primer segmento) que penetra en la superficie entre el segundo segmento y el infinito y la corriente en el primer segmento.



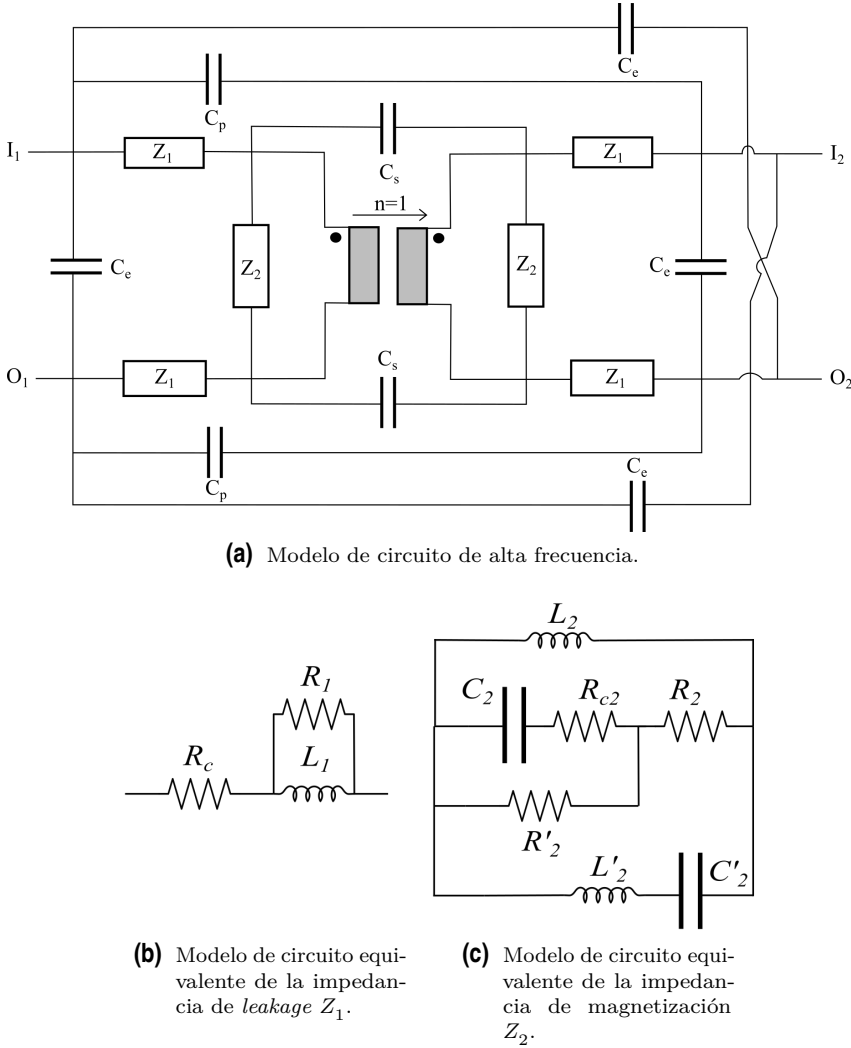


**Figura 1.9** Esquemas de conexión para la realización de medidas de impedancia del 2P-CMC (Fuente [84]).

complejos [85]. Sin embargo, medir impedancias (magnitud y fase) requiere el uso de equipos sofisticados, como analizadores de redes vectoriales (VNA del inglés *Vector Network Analyzer*) o analizadores de impedancias (IA: *Impedance Analyzer*), que deben calibrarse cuidadosamente para eliminar los efectos de los conectores y cables [86–89]. Además, el proceso es difícil de automatizar porque en algunas ocasiones es preciso tomar decisiones sobre curvas de impedancia y/o llevar a cabo ajustes manuales para eliminar elementos negativos del circuito y obtener soluciones válidas [84].

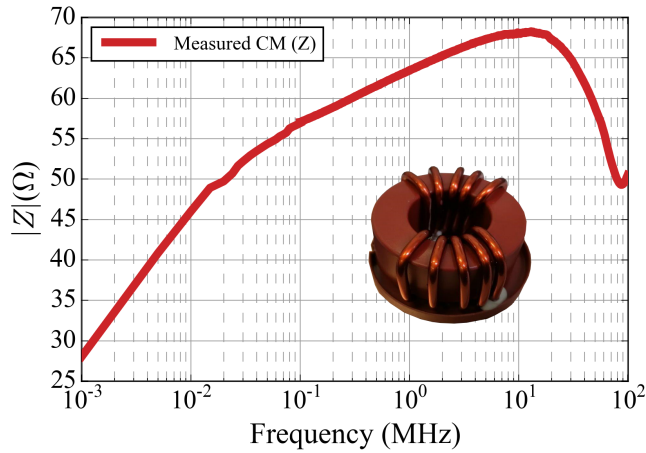
En lo que respecta a la caracterización de CMCs, el trabajo que se presenta en esta Memoria se enmarca dentro de las técnicas experimentales (basadas en medidas) apoyadas en un modelo de circuitos del CMC que incluya los efectos parásitos más importantes que determinan su respuesta. El objetivo es obtener modelos suficientemente precisos con tiempos de procesamiento (medidas y cálculo) razonables. Se buscará partir de la comprensión de los fenómenos físicos subyacentes a los efectos parásitos que afectan a CMCs para desarrollar técnicas de medida rápidas y precisas que permitan obtener de manera ágil un modelo de circuitos del CMC válido en un rango amplio de frecuencias.

Es interesante señalar que a la hora de obtener un modelo de banda ancha de componentes inductivos, como los chokes, es preciso tener en cuenta que, debido a



**Figura 1.10** Modelo de circuito de alta frecuencia para 2P-CMCs (Fuente [84]).

las propiedades del núcleo magnético, la inductancia del componente mostrará en general una dependencia con la frecuencia. Esto puede observarse en la Figura 1.11, que muestra una gráfica de la impedancia frente a la frecuencia de un choke con núcleo de material nanocristalino que está excitado en CM. En esta gráfica se observa claramente un cambio de pendiente de la impedancia que ocurre en la región entre 10kHz y 100kHz y que se asocia al hecho de que en la región en la que la pendiente decrece la permeabilidad del núcleo está decreciendo con la frecuencia. Puede comprobarse además que en realidad en esa región la impedancia del choke presenta una componente real que corresponde a las pérdidas en el núcleo [90]. Estos



**Figura 1.11** Impedancia frente a la frecuencia de un choke excitado en modo común.

efectos pueden modelarse en general admitiendo que la permeabilidad del núcleo magnético es compleja y dependiente de la frecuencia. Sin embargo, la información sobre la dependencia con la frecuencia de la permeabilidad compleja de un núcleo no está, en general, disponible a través de los fabricantes, o lo está solamente en un rango muy restringido de frecuencias. Por esta razón se han desarrollado técnicas de medida de la permeabilidad compleja de un núcleo magnético en un amplio ancho de banda [91]. Sin embargo, es necesario disponer de una muestra del núcleo para extraer esta información a partir de una medida realizada con un devanado uniforme expresamente montado sobre el núcleo. Otras técnicas requieren introducir una muestra del material magnético en una línea de transmisión [74, 92]. Un procedimiento más conveniente implicaría medidas realizadas utilizando los propios devanados del CMC, y la obtención de un circuito equivalente a partir de estos datos combinados con una técnica de ajuste de parámetros (utilizando algoritmos genéticos, por ejemplo). La idea básica es evitar el uso de instrumental o materiales (muestras del núcleo) habitualmente no disponibles, diseñando una técnica rápida y sencilla que permita incorporar estos efectos en el modelo del filtro.

### 1.3.2 Técnicas de Cancelación de Efectos Parásitos

Además de profundizar en el desarrollo de técnicas de caracterización de CMCs en un rango amplio de frecuencias, este trabajo también pretende realizar aportaciones en técnicas de diseño del filtros EMI que permitan reducir el efecto negativo que los efectos parásitos tienen habitualmente sobre la atenuación de un filtro EMI.

Se han propuesto en la literatura diferentes técnicas de cancelación o mitigación de efectos parásitos para mejorar la respuesta a frecuencias altas de un filtro EMI [93]. Las técnicas de cancelación de ESL de condensadores se basan en el uso de estructuras consistentes en dos o más condensadores conectados mediante

lazos inductivos creados en las pistas del filtro [94] o bien en el uso apropiado de efectos de inductancia mutua entre este tipo de lazos [95]. Estas técnicas han demostrado una buena efectividad en cuanto a reducción de ESL de condensadores, pero requieren un espacio extra para componentes adicionales dentro del filtro. Otro inconveniente que presentan estas técnicas es que tienen un limitado rango de efectividad en frecuencia. Esto es debido al efecto de los condensadores parásitos que presentan los inductores fabricados con vueltas de las pistas que se utilizan para la cancelación de la ESL [95].

La atenuación real DM de un filtro EMI también se ve a menudo comprometida por efectos de inductancias mutuas entre condensadores  $C_X$  y entre los lazos de entrada y salida del filtro [96]. En ese trabajo se analiza la efectividad de algunas técnicas sencillas de mitigación como cambios en la orientación de los condensadores  $C_X$  o la inclusión de una denominada *cancellation turn* o lazo de cancelación, que básicamente es una espira alineada con uno de los condensadores que permite disminuir efectos de inductancia mutua entre dos condensadores y también tiene un efecto de reducción de la ESL del condensador junto al que se ubica.

En [62, 97–99] se han desarrollado algunas técnicas alternativas basadas en el uso de la inductancia mutua entre condensadores o en el acoplo magnético con láminas conductoras. Estas técnicas no proporcionan en general una cancelación total del efecto de la ESL de condensadores, pero consiguen proporcionar mejoras significativas en la atenuación de filtros EMI en un rango mucho más amplio de frecuencias con un impacto prácticamente nulo en términos de espacio requerido para su implementación en el filtro.

En lo que se refiere a los CMCs, se han propuesto técnicas para reducir su EPC basadas en el uso de condensadores a tierra conectados a sendos terminales centrales en las dos bobinas que constituyen el CMC [100]. También se han propuesto técnicas alternativas, aplicables tanto a inductores como CMCs, que se basan en el uso de componentes pasivos adicionales (condensadores, inductores y transformadores) capaces de inyectar corrientes que compensen el efecto de los EPC del CMC [101]. Sin embargo, estas técnicas también presentan limitaciones de ancho de banda relacionadas con los efectos parásitos que afectan a los elementos adicionales que hay que incluir en el filtro. Además, requieren una caracterización precisa del comportamiento del CMC a frecuencias altas. Esta caracterización no es en general una tarea fácil, ya que requiere realizar medidas de impedancia que presenta el CMC en diferentes conexiones [84, 85].

En el presente trabajo se realizan aportaciones en la reducción de un efecto parásito que tiene un impacto muy importante en la respuesta a altas frecuencias de un filtro EMI: los acoplos magnéticos entre CMCs y condensadores. Este efecto es especialmente relevante para el ruido DM, ya que los condensadores  $C_X$  que se usan para atenuar este ruido suelen ser físicamente grandes y, además, el campo magnético DM del CMC cierra sus líneas por el exterior del dispositivo, en lugar de por su núcleo, lo que facilita que se puedan dar acoplos con componentes cercanos [61]. Aunque este efecto es difícil de anular completamente, existen trabajos en la literatura que proponen técnicas de reducción basadas en cambios en

la disposición de los componentes del filtro [102], o en la rotación de los devanados del CMC [60]. En el presente trabajo se presentan ideas basadas en técnicas de apantallamiento inteligente del CMC, que buscan una atenuación del efecto del acoplo mutuo entre los condensadores y el CMC de un filtro EMI a altas frecuencias y al mismo tiempo tienen un mínimo impacto sobre la atenuación que proporciona el CMC a bajas frecuencias [64]

Es importante resaltar que las técnicas de mitigación que se presentan en esta memorias poseen un interés especial para aplicaciones dentro del contexto aeronáutico ya que, como se ha explicado anteriormente, las estrictas limitaciones que habitualmente se imponen al peso y tamaño de los equipos embarcados complican y en muchas ocasiones hacen imposible la opción de recurrir a componentes o etapas de filtrado adicionales para mejorar la atenuación de un filtro EMI. Han de buscarse entonces soluciones que permitan reducciones significativas en las emisiones de los equipos con el mínimo impacto posible en términos de peso y volumen.

**Tabla 1.1** Características principales de las técnicas de simulación electromagnéticas más comunes (Fuente: [78]).

Método	FDM	FEM	MoM	PEEC
Formulación	Diferencial	Diferencial	Integral	Integral
VARIABLES de la solución	Campo	Campo	Circuito	Circuito
DOMINIO de la solución	TD o FD	TD o FD	TD o FD	TD y FD
Geometrias de celda	Ortogonal	No - ortogonal	No - ortogonal	No - ortogonal
Ventajas	Fácil de usar Robusto Materiales complejos	Flexibilidad de celdas Materiales complejos	Flexibilidad de celdas	Mismo modelo TD/FD Análisis de circuito & EM combinado Flexibilidad de celdas
Inconvenientes	No - flexibilidad de celdas Requisitos de almacenamiento	Resuelve sistemas lineales grandes	Conocimiento de la función de Green Alto coste computacional	Conocimiento de la función de Green Alto coste computacional

## 1.4 Conclusiones y objetivos

Los estrictos requisitos propios del ámbito aeronáutico en cuanto a bajas emisiones electromagnéticas y alta densidad de potencia de los equipos se traducen en importantes limitaciones en el diseño de filtros EMI para convertidores de potencia aeronáuticos. De hecho, estos requerimientos no son independientes y resultan en muchas ocasiones antagónicos, puesto que el aumento de densidad de potencia empuja hacia un incremento de la frecuencia de conmutación de los convertidores, lo que implica transiciones de voltaje y corrientes más importantes y, por tanto, se traduce en un aumento de la magnitud y la frecuencia de las emisiones. También el aumento de densidad favorece los acoplos eléctricos y magnéticos entre componentes del convertidor. Estos efectos parásitos constituyen en muchos casos fuentes importantes de ruido electromagnético. Por otro lado, es bien sabido que las técnicas más simples y directas para incrementar la atenuación de un filtro EMI pasan por un incremento del volumen y número de componentes y etapas de filtrado. Sin embargo, en algunos ámbitos, como el aeronáutico, esta opción choca de pleno con los requisitos de densidad de potencia. Ante esta perspectiva, se hace necesario optar por soluciones más complejas enfocadas hacia una optimización del filtro EMI. Esto puede lograrse por dos vías:

1. Mejora en las técnicas de caracterización de componentes. Se trata facilitar la obtención de un modelo detallado del componente, que incorpore los efectos parásitos más significativos y que por tanto sea válido en un rango amplio de frecuencias. Esto permitirá seleccionar los componentes más adecuados para una aplicación concreta, evitando el sobredimensionamiento de filtros.
2. Mejora en técnicas de apantallamiento y ubicación de componentes en filtros EMI. Esto requiere profundizar en la comprensión de los mecanismos físicos que dan lugar a los efectos parásitos de acoplo entre componentes del filtro. Esta comprensión puede hacer posible identificar los mecanismos dominantes en diferentes situaciones y diseñar técnicas de mitigación específicas, basados por ejemplo en mejoras de ubicación u orientación de componentes y en desarrollo de apantallamientos óptimos que mejoren la respuesta del filtro sin conllevar un aumento de su coste ni de su tamaño.

En lo que respecta al primer punto, en este trabajo se desarrolla un método rápido y sencillo para extraer los parámetros de un modelo de circuitos de parámetros concentrados de un CMC que es válido en el rango de frecuencias donde habitualmente la normativa de EMC pone límites a las emisiones conducidas de los equipos electrónicos. Esta técnica proporcionaría una primera aproximación del comportamiento del CMC antes de la fase de testeo de los equipos de la aeronave, facilitando la tarea de selección del CMC que mejor se ajusta al problema a abordar, disminuyendo los costes asociados al tiempo de prueba y evitando rediseños y sobredimensionamientos. Se pretende por tanto optimizar el diseño de los filtros EMI mejorando la predicción del comportamiento de estos filtros en el rango de frecuencias de emisiones conducidas establecido por la normativa

aeronáutica. Se descartan técnicas laboriosas que requieran múltiples medidas con diferentes *setups* experimentales y con equipos costosos y que habitualmente requieren una calibración, como los VNAs y/o IAs. El objetivo es, por lo tanto, obtener una aproximación de la respuesta del CMC con el mínimo número de medidas de forma que se mejore la predicción de la respuesta real del filtro sin incrementar significativamente la fase de diseño y modelado.

También, dentro del ámbito de mejora de los métodos de caracterización, en este trabajo se estudia una técnica alternativa para medir la atenuación DM proporcionado por un CMC. La configuración experimental se pretende que sea más simple que la configuración típicamente usada para medir la atenuación DM de un CMC. Para conocer el alcance y el interés de la técnica de medida diseñada, se analiza la sensibilidad del *setup* propuesto frente a los acoplamientos eléctricos y magnéticos. La configuración propuesta se pretende que sea útil para una evaluación rápida de la atenuación proporcionada por un CMC para el ruido DM en un rango de frecuencias que abarque las frecuencias donde la mayoría de las regulaciones de EMC imponen límites a las emisiones conducidas de los convertidores de potencia.

En lo que respecta al segundo punto, otro de los objetivos de este trabajo es la optimización de la atenuación de un filtro EMI. Para ello, en este trabajo se analiza el efecto de las bandas conductoras colocadas cerca del CMC en la atenuación (CM y DM) proporcionada por un filtro EMI donde se monta el CMC. Posteriormente, se pretende diseñar un apantallamiento cuya geometría y ubicación se han seleccionado de forma inteligente para reducir de forma significativa los acoplos magnéticos entre el CMC y los condensadores cercanos sin perjudicar la atenuación del filtro en otros rangos de frecuencias. Las características de este apantallamiento hacen que cumpla ciertos requisitos deseables, como que sea fácilmente aplicable y que no resulte en un aumento del peso, volumen o coste del filtro.

## 1.5 Organización del Documento

En el Capítulo 2, Caracterización de Chokes de Modo Común Monofásicos, se presenta una técnica para caracterizar los CMCs de dos fases o monofásicos a altas frecuencias. Esta técnica de caracterización sólo requiere una medida que se puede realizar con un analizador de espectros con generador de tracking. Se proporcionan expresiones analíticas para las frecuencias de resonancia del CMC, así como de los coeficientes de transmisión  $|S_{21}|$  de los diferentes esquemas de conexión. Desarrollamos un método a partir de las medidas de los coeficientes de transmisión para obtener los parámetros capacitivos, resistivos e inductivos de un modelo de circuito de parámetros concentrados de alta frecuencia del CMC, que se valida para varios CMCs comerciales.

En el Capítulo 3 se presenta la extrapolación de la técnica de caracterización desarrollada en el Capítulo 2 para CMCs trifásicos, y se verifica también experimentalmente.



En el Capítulo 4, se propone y analiza una técnica alternativa para medir la atenuación DM proporcionado por un CMC. Haciendo uso del análisis matemático desarrollado en el Capítulo 2, obtenemos una expresión analítica para el coeficiente de transmisión correspondiente a la configuración propuesta. Para analizar el alcance y el interés de la técnica de medida propuesta, se han medido varios CMCs comerciales y se ha estudiado a fondo la sensibilidad de las medidas tomadas con la configuración propuesta frente a los acoplamientos eléctricos y magnéticos.

El Capítulo 5 se enfoca al análisis del efecto de las bandas conductoras colocadas cerca de un CMC en la atenuación proporcionada por un filtro EMI donde se monta el CMC. Se analiza para CMCs montados horizontalmente o verticalmente en un filtro EMI. Se realizan simulaciones electromagnéticas 3D para ver el cambio que se produce en el campo magnético del CMC al usar diferentes geometrías de bandas conductoras y, así, identificar el mecanismo físico responsable de los cambios encontrados en la atenuación del CMC y el filtro EMI. De esta manera, se diseña un apantallamiento óptimo para un CMC que puede mejorar significativamente la atenuación tanto al ruido CM como al ruido DM proporcionado por un filtro EMI a altas frecuencias.

Finalmente, se presentan las conclusiones y líneas futuras de investigación.

## 1.6 Contribuciones

Las principales contribuciones de este trabajo son:

- Caracterización de Chokes de Modo Común Monofásicos, incluyendo efectos parásitos (Capítulo 2).
- Caracterización de Chokes de Modo Común Trifásicos (Capítulo 3).
- Medida de la Respuesta al Ruido Diferencial de Chokes de Modo Común (Capítulo 4).
- Apantallamiento para Chokes de Modo Común en Filtros EMI (Capítulo 5).

El Autor de esta Tesis Doctoral ha publicado varios trabajos científicos en congresos (5) y revistas internacionales (3), que se enumeran debajo. El trabajo presentado en este Memoria también ha dado lugar a la solicitud de una patente.

### Contribuciones a congresos

- P. Gonzalez, V. Saborido, C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, R. Portillo, M.M. Prats, “EMC Performance of Two Topologies of DC-DC Converter for Aeronautic Applications”, in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, (IECON 2016)*, 2016.
- C. Dominguez-Palacios, P. Gonzalez, V. Saborido, J. Bernal, and M.M. Prats, “Control of Conducted Emissions of an Aeronautical Converter for HVDC Power Distribution System”, in *ESN More Electric Aircraft, Porto, 2016*.

- P. Gonzalez, C. Dominguez-Palacios, V. Saborido, J. Bernal and M.M. Prats, “Power Quality of NPC Three-Level DC/DC Power Converter for Efficient Secondary Power Distribution Systems of Aircrafts”, *More Electric Aircraft 2017 (MEA 2017) - Bordeaux*, pp. 2-4.
- C. Dominguez-Palacios, P. Gonzalez-Vizueté, and J. Bernal, “Effect of Conducting Surfaces on the Performance of Common Mode Chokes”, in *2018 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. 2018 IEEE Asia-Pacific Symp. Electromagn. Compat.*, Singapur, May 2018, pp.363-368.
- C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, and M.M. Prats, “Characterization at High Frequencies of Planar Transformers for Aeronautical Converters”, in *2019 IEEE EMC Europe*, Barcelona, September 2019.

El artículo de congreso titulado como “Effect of Conducting Surfaces on the Performance of Common Mode Chokes” fue nominado como uno de los mejores 9 artículos de congreso en las categorías:

- Best PhD Student Paper Award
- Best Conference Paper Award

#### **Artículos en revistas JCR**

- C. Dominguez-Palacios, J. Bernal Mendez, and M. M. Prats, “Characterization of Common Mode Chokes at High Frequencies with Simple Measurements,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp-3975-3987, 2018.(Q1)
- C. Dominguez-Palacios, J. Bernal Mendez, and M. M. Prats, “Characterization of Three-Phase Common-Mode Chokes at High Frequencies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6471-6475, 2018.(Q1)
- C. Dominguez-Palacios, P. Gonzalez-Vizueté, J. Bernal Mendez, and M. M. Prats, “Smart Shielding Techniques for Common Mode Chokes in EMI Filters,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 4, pp. 1329-1336, 2019.(Q2)

#### **Patentes**

El trabajo publicado en el artículo de revista “Smart Shielding Techniques for Common Mode Chokes in EMI Filters” ha originado la solicitud de la siguiente patente, con **nº de solicitud P202030025**.

- C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, and M.M. Prats, “Dispositivo para Aparentamiento de Bobinas de Rechazo de Modo Común”.

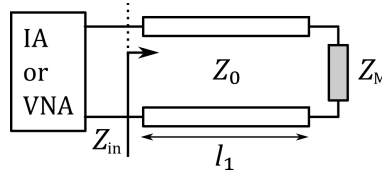
## 2 Caracterización de Chokes de Modo Común Monofásicos

---

En este capítulo se presenta una técnica para caracterizar chokes de modo común a altas frecuencias que sólo requiere de una medida de la magnitud de un coeficiente de transmisión. Esta medida se puede realizar con un analizador de espectros con generador de *tracking*, no siendo preciso llevar cabo una medida previa de calibración o compensación. Por tanto, la sencillez e inmediatez de la medida y el relativo bajo coste y accesibilidad de la instrumentación requerida son ventajas fundamentales del método de caracterización propuesto. Esta técnica de caracterización se fundamenta en un análisis modal de un circuito equivalente del choke de modo común, considerado como un dispositivo de cuatro puertos. Se demuestra que cuando el choke es excitado en una configuración que requiere un montaje experimental muy simple, es posible observar simultáneamente las resonancias de modo común y modo diferencial del choke de modo común. Esto permite diseñar una técnica de caracterización de chokes de modo común muy simple y rápida. Para verificar esta técnica se han medido y caracterizado diferentes chokes de modo común comerciales. Se ha verificado que en todos los casos el coeficiente de transmisión medido muestra el comportamiento resonante predicho por el análisis teórico en un amplio rango de frecuencias. También se ha comparado la respuesta predicha por el modelo obtenido del choke frente a excitaciones en modo común y en modo diferencial con las respuestas medidas en los chokes reales.

### 2.1 Medidas de coeficiente de transmisión frente a medidas de impedancia

Una de las ventajas fundamentales de la técnica de caracterización descrita en este capítulo estriba en la sencillez del proceso de medida. En este apartado se lleva a cabo un detallado análisis para demostrar que la medida del módulo de un coeficiente de transmisión, a diferencia de técnicas alternativas como medir



**Figura 2.1** Medida de una impedancia  $Z_M$ .

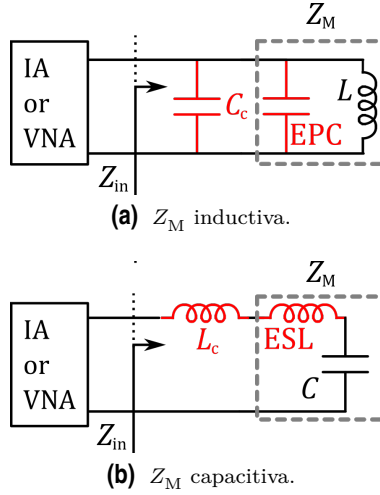
directamente la impedancia del componente, no requiere en general llevar a cabo medidas previas de compensación para tener en cuenta el efecto de los cables o el *test fixture* del equipo de medida.

Una técnica empleada comúnmente para medir la impedancia de un componente es usar un IA, que puede usar diferentes técnicas de medida [73, 83, 103]. Además, la impedancia se puede obtener a partir del coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) medido con un VNA [104]. Algo que el uso de un IA o de un VNA tienen en común es que el componente que se va a medir está directamente conectado al dispositivo a través de un cable y/o DUT, como se muestra en la Figura 2.1. Una alternativa es medir el coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) del componente cuando está conectado entre los puertos de salida y entrada del VNA [61, 94, 101, 105]. Al realizar estas medidas, es un error frecuente suponer que la compensación, para tener en cuenta el efecto de los cables de conexión y/o el DUT, puede evitarse si los cables son eléctricamente cortos. En este apartado se demuestra rigurosamente que una medida realizada correctamente del coeficiente de transmisión  $|S_{21}|$  de un condensador o una bobina hace innecesario realizar una compensación para tener en cuenta el efecto de los cables de conexión y/o el DUT, independientemente de su longitud eléctrica. Por el contrario, esta compensación es prácticamente inevitable cuando se realiza una medida de la impedancia del componente con un IA o de los  $S_{11}$  (coeficiente de reflexión) medidos con un VNA. Esto hace que la medida de  $S_{21}$  sea una técnica muy conveniente para evaluar de una manera sencilla el impacto de los parásitos en la respuesta de condensadores e inductores. También permite obtener fácilmente los parámetros de un modelo de circuito equivalente del componente dentro del rango de frecuencias de interés.

En la Figura 2.1 se muestra un esquema de la medida directa de una impedancia desconocida  $Z_M$ . En esta figura, el cable utilizado para conectar el dispositivo de medida a  $Z_M$  se representa como una línea de transmisión de longitud  $l_1$  cuya impedancia característica  $Z_0$  se corresponde con la impedancia de salida del dispositivo de medida. De acuerdo con la teoría de línea de transmisión, la impedancia observada en los terminales de salida del dispositivo de medida,  $Z_{in}$  es, en general [57]:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_M + jZ_0 \tan \beta l_1}{Z_0 + jZ_M \tan \beta l_1} \quad (2.1)$$

Donde  $\beta$  es la constante de propagación del cable, que asumiremos aquí como una línea de transmisión sin pérdidas para simplificar. De (2.1) se puede inferir que los cables de conexión afectarán a la impedancia medida de tal manera



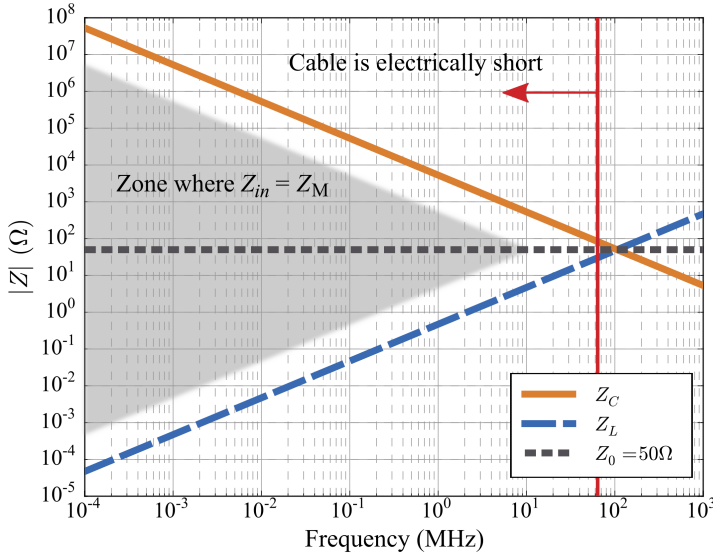
**Figura 2.2** Circuitos equivalentes para medir una impedancia  $Z_M$ .

que  $Z_{in} \neq Z_M$ . Por lo tanto, será necesario realizar medidas adicionales para obtener  $Z_M$  de los  $Z_{in}$  medidos (compensación). Para una línea de transmisión eléctricamente corta ( $\beta l_1 \ll 1$ ) podemos aproximar  $\tan \beta l_1 \approx \beta l_1$  en (2.1). Por lo tanto, si  $Z_C = 1/j\omega C_c$  es la impedancia asociada con la capacidad total del cable y  $Z_L = j\omega L_c$  la impedancia de la inductancia total del cable, se puede demostrar que  $jZ_0\beta l_1 = Z_L$  y  $j\beta l_1/Z_0 = 1/Z_C$  [57]. Por lo tanto, para un cable eléctricamente corto, (2.1) se puede escribir como:

$$Z_{in} \approx Z_C \frac{Z_M + Z_L}{Z_M + Z_C} \quad (2.2)$$

Esta ecuación revela que el uso de un cable eléctricamente corto no garantiza que  $Z_{in} = Z_M$ . De hecho, se deben cumplir las condiciones  $Z_C \gg Z_M \gg Z_L$ , es decir, que la impedancia  $Z_M$  también debe ser mucho mayor que la impedancia asociada con la inductancia del cable y mucho menor que la impedancia asociada con la capacidad del cable. Estas condiciones se representan gráficamente en la Figura 2.3. En esta figura, representamos la impedancia de entrada en función de la frecuencia para un cable coaxial RG58 en dos situaciones: carga en circuito abierto y carga en cortocircuito. De acuerdo con (2.2), para un cable de circuito abierto  $Z_{in} = Z_C$  (porque  $Z_M \rightarrow \infty$ ), mientras que para una línea en cortocircuito  $Z_M = 0$  y  $Z_{in} = Z_L$ . Por lo tanto, la condición  $Z_C \gg Z_M \gg Z_L$  impone un criterio adicional para asegurar una medida adecuada de  $Z_M$ , que en realidad es más restrictiva que simplemente requerir que el cable sea eléctricamente corto. De hecho, este criterio se traduce gráficamente en el requisito de que  $Z_M$  debe permanecer dentro del área sombreada en la Figura 2.3, de modo que  $|Z_C|/10 > |Z_M| > 10|Z_L|$ .

Es interesante analizar el impacto de esta restricción en la medida de inductores y condensadores reales. Con respecto a los inductores, siempre que la inductancia



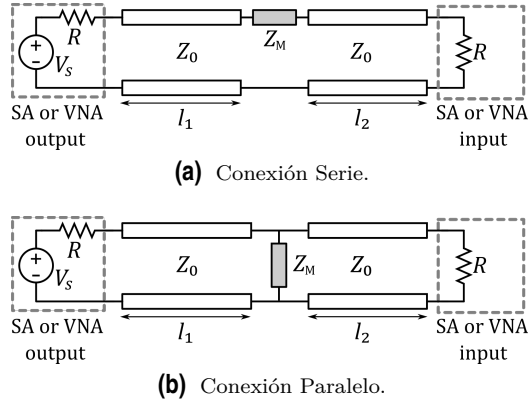
**Figura 2.3** Rango de impedancias (en gris) que se pueden medir con la configuración mostrada en la Figura 2.1 ignorando el efecto del cable de conexión ( $Z_{in} = Z_M$ ) para un cable coaxial RG58 de longitud 30 cm donde  $C_{pul} = 100 \text{ pF/m}$  y  $L_{pul} = 250 \text{ nH/m}$ .

del componente sea mayor que la del cable,  $Z_L$  puede ignorarse con respecto a  $Z_M$  en (2.2), lo que lleva a  $Z_{in} \approx Z_C Z_M / (Z_C + Z_M)$ . Esta situación se representa en el circuito de la Figura 2.2a, donde el inductor se modela con un circuito LC resonante paralelo simple<sup>1</sup> [46, 100]. Este esquema muestra que  $C_c$  disminuirá la frecuencia de resonancia del inductor porque en la práctica la capacidad del cable  $C_c$  es en muchos casos del mismo orden de magnitud que la del inductor (típicamente, decenas de pF). Por lo tanto, la EPC del inductor no se puede estimar a menos que se realice alguna compensación para tener en cuenta el efecto de la capacidad del cable y/o el DUT.

Por el contrario, al medir un condensador real con una capacidad mucho mayor que la del cable o el DUT, podemos tomar  $Z_C \gg Z_M$  en (2.2) y, por lo tanto, podemos aproximar la impedancia de entrada como:  $Z_{in} \approx Z_M + Z_L$ . El circuito equivalente correspondiente a esta situación se muestra en la Figura 2.2b. En este esquema, el condensador se modela con un circuito serie LC simple<sup>2</sup> [46]. De este análisis podemos inferir que, a menos que la inductancia del cable  $L_c$  sea despreciable en comparación con la ESL del condensador (lo que rara vez ocurre

<sup>1</sup> Se podría agregar una resistencia paralela al modelo del inductor para tener en cuenta las pérdidas del núcleo. Sin embargo, esto no afecta nuestras principales conclusiones.

<sup>2</sup> Se podría agregar una resistencia serie equivalente (ESR) a este modelo para tener en cuenta las pérdidas.



**Figura 2.4** Dos configuraciones posibles para medir el coeficiente de transmisión de una impedancia  $Z_M$ .

en la práctica),  $L_c$  afectará a la medida de la impedancia del condensador a altas frecuencias.

La Figura 2.4 muestra dos configuraciones para medir  $S_{21}$  que ofrecen una alternativa a una medida de impedancia directa. En estas configuraciones, los puertos de salida y entrada del dispositivo de medida se conectan con dos cables modelados como dos líneas de transmisión de impedancia característica  $Z_0$  y longitudes  $l_1$  y  $l_2$ . En la Figura 2.4a  $Z_M$  está conectado en serie y en la Figura 2.4b en paralelo.

Los coeficientes de transmisión para las dos conexiones de  $Z_M$  en la Figura 2.4 ( $S_{21}^s$  y  $S_{21}^p$  respectivamente) se pueden escribir como [57]:

$$S_{21}^s = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z_M} e^{-j\beta(l_1+l_2)} \quad (2.3)$$

$$S_{21}^p = \frac{2Z_M}{2Z_M + Z_0} e^{-j\beta(l_1+l_2)} \quad (2.4)$$

Desde (2.3) y (2.4) se puede ver que incluso si los cables son eléctricamente largos, solo afectan a las fases de  $S_{21}^s$  y  $S_{21}^p$ , y no a la magnitud del coeficiente.

Cuando  $Z_M$  es la impedancia de un inductor, se espera que se comporte como un resonador LC paralelo [46]. Por lo tanto, cerca de la resonancia  $Z_M \gg Z_0 = 50\Omega$ , y podemos aproximarlos por (2.3):  $|S_{21}^s| \approx 2Z_0/|Z_M|$ . En consecuencia, el comportamiento resonante de  $Z_M$  será claramente visible como un abrupto pico de bajada en la curva<sup>3</sup> medida  $|S_{21}^s(f)|$ . Esto se debe a que alrededor de esta respuesta resonante  $|S_{21}^s|$  está determinado principalmente por  $Z_M$  y está libre del efecto de los cables.

Por otro lado, un condensador real se comporta como un resonador LC conectado en serie [46]. Por lo tanto, cerca de su frecuencia de resonancia  $Z_M \ll Z_0 = 50\Omega$ , y

<sup>3</sup> En otras palabras, la configuración serie constituye un circuito RLC resonante con alto factor de calidad.

cuando se mide usando la configuración paralelo en la Figura 2.4b, y de acuerdo con la ecuación (2.4), tendremos  $|S_{21}^p| \approx 2|Z_M|/Z_0$ . En consecuencia, alrededor de la frecuencia de resonancia de  $Z_M$  se puede observar un pico abrupto en la curva de  $|S_{21}^p|$  cuya forma estará determinada principalmente por  $Z_M$  y será independiente de la inductancia de los cables.

En resumen, las principales ventajas de medir el módulo de un coeficiente de transmisión  $|S_{21}|$  para determinar los efectos de los parásitos en la impedancia a altas frecuencias de inductores y condensadores reales es que los cables o dispositivos de prueba utilizados para conectar el componente al dispositivo de medida tienen poco impacto en los resultados, lo que elimina la necesidad de realizar medidas previas para efectuar una compensación. Además, la resonancia LC del inductor o del condensador se puede observar fácilmente como una abrupta depresión en la curva  $|S_{21}|$  siempre que se elija una conexión adecuada (serie o paralelo) en cada caso. Esto hace posible identificar fácilmente el rango de frecuencias donde los efectos parásitos de condensadores e inductores tienen un impacto en sus impedancias. En el caso particular de CMCs, se puede usar esta medida de  $|S_{21}|$  para caracterizarlos a partir de la medida de sus sucesivas resonancias, tal como veremos en los apartados siguientes.

## 2.2 Análisis modal de CMCs de dos fases

### 2.2.1 Modelo y conexiones para caracterización de un CMC

La Figura 2.5 muestra un modelo de circuito de parámetros concentrados de un CMC de dos fases (2P-CMC: *2-Phase Common Mode Choke*). El modelo incluye dos devanados iguales acoplados magnéticamente que determinan la respuesta a baja frecuencia del 2P-CMC. Además, se han añadido en el modelo las capacidades parásitas propias de los devanados ( $C_t$ ) así como la capacidad parásita entre los devanados ( $C_w$ ) para tener en cuenta los acoplamientos eléctricos (parásitos) que determinan el comportamiento a altas frecuencias de un 2P-CMC. Este modelo tiene en cuenta las pérdidas dentro del material magnético mediante resistencias ( $R_c$ ) dispuestas en paralelo con los inductores acoplados.

En general, los CMCs se caracterizan midiendo su respuesta ante excitaciones CM y DM. Esto se puede lograr fácilmente utilizando un analizador de espectros (SA: *Spectrum Analyzer*) con *Tracking Generator* (TG), como se muestra en la Figura 2.6 [83]. En la Figura 2.6a se puede observar que cuando el CMC se conecta según la conexión CM (como se muestra en la Figura 2.6a) las corrientes que entran en los nodos 1 y 2 se esperan que sean aproximadamente iguales en todo el rango en frecuencias, mientras que si se excita en la configuración DM (ver Figura 2.6b) las corrientes entrantes en dichos nodos son iguales en módulo pero tienen un desfase de  $180^\circ$ . El propósito de los *Resistive Dispatchers* (RD ó  $0^\circ$  Splitter en la Figura 2.6a) presentes en la conexión CM es evitar las discontinuidades de impedancia. Como alternativa a estas conexiones CM y DM, en este trabajo se propone una conexión que se muestra en la Figura 2.6c. En este montaje uno de los devanados del CMC está conectado entre el TG y el SA, mientras que el otro

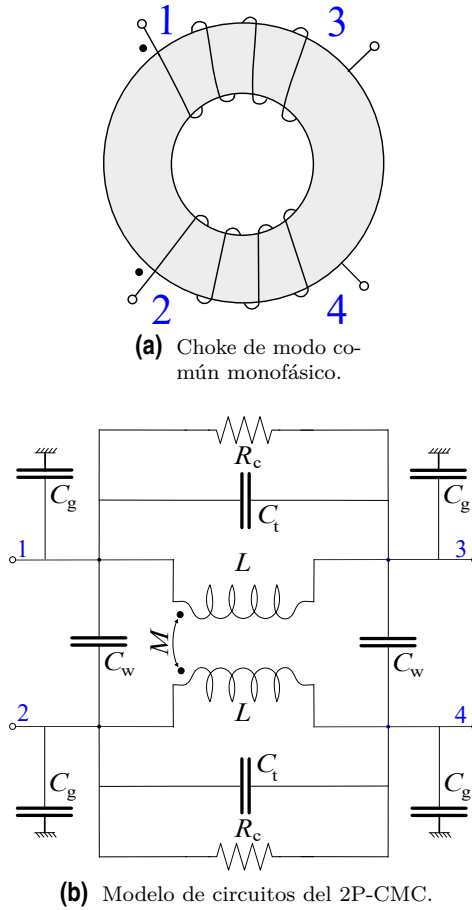


devanado se deja abierto. Nos referiremos a esta configuración como conexión en circuito abierto (OC, por las siglas en inglés de *Open Circuit*). Merece la pena destacar que la configuración OC no requiere el uso de RD o de baluns ( $180^\circ$  Divider en la Figura 2.6b) de alta frecuencia (transformadores), que por el contrario sí son necesarios para las conexiones CM y DM, como se muestra en la Figura 2.6a y la Figura 2.6b respectivamente. No obstante, en esta conexión el CMC se excita simultáneamente tanto en CM como en DM. Por lo tanto, a primera vista, la conexión OC no parece tan útil como las otras conexiones para el estudio y la caracterización de un 2P-CMC.

Las conexiones mostradas en la Figura 2.6 permiten medir la magnitud del coeficiente de transmisión,  $|S_{21}|$ , con respecto a la frecuencia. Para analizar el efecto a diferentes frecuencias de cada parámetro del modelo de circuito de la Figura 2.5 en la respuesta del CMC para cada configuración de la Figura 2.6 y, también, para determinar el impacto de estos parámetros en las frecuencias de resonancia que tienen lugar para cada conexión, sería útil obtener expresiones analíticas del coeficiente de transmisión  $S_{21}(\omega)$  para cada caso. El apartado siguiente presenta un análisis modal del CMC que permite obtener estas expresiones analíticas de un modo sencillo y sistemático. Este análisis también permitirá alcanzar una comprensión del significado físico de las resonancias que se miden en cada una de los montajes experimentales de la Figura 2.6.

### 2.2.2 Análisis modal

En general, las redes simétricas de dos puertos admiten un análisis basado en la descomposición en respuestas en modo par (que corresponde al CM) y en modo impar (DM) [46]. La respuesta a una excitación general se puede calcular utilizando el principio de superposición. Sin embargo, en el presente caso no se puede aplicar este análisis debido a la presencia de capacidades parásitas. En efecto, para la configuración CM (Figura 2.6a), bajo el criterio de que las corrientes que ingresan a un nodo son positivas, podemos suponer que  $I_1 = -I_3$  y  $I_4 = -I_2$  y, por lo tanto, los dos pares de terminales 1-3 y 2-4 pueden considerarse como los dos puertos de la red simétrica [106]. Por el contrario, en la configuración DM (Figura 2.6b), los nodos 1-3 y 2-4 no satisfacen la condición del puerto en altas frecuencias, ya que el efecto de los condensadores  $C_w$  no es despreciable. Por lo tanto, no se puede usar un modelo de dos puertos para analizar la respuesta del CMC para todas las configuraciones de interés en un amplio rango de frecuencias. Para superar esta dificultad, proponemos aquí un análisis que trata al CMC como una red de cuatro puertos y que descompone cualquier excitación en los cuatro puertos del CMC en cuatro modos, que son los vectores propios que diagonalizan la matriz de admitancias ( $[Y]$ ) del sistema. En el Apéndice A.1 se suministran los detalles del proceso de obtención de la matriz de admitancias del circuito equivalente de un 2P-CMC tal como el que se muestra en la Figura 2.5b.

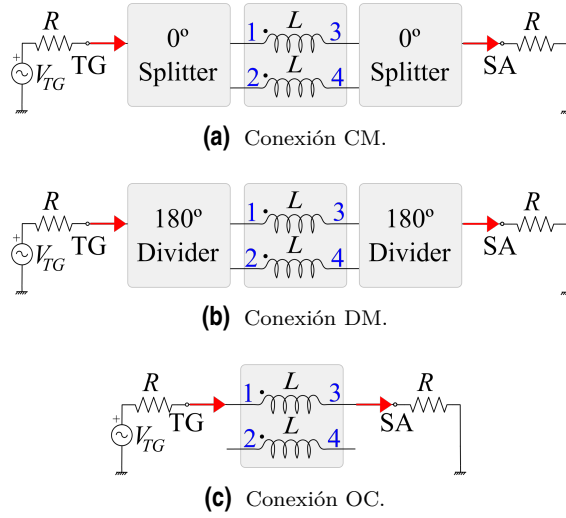


**Figura 2.5** Representación y modelo de circuito de un 2P-CMC.

En general, cuando se considera una red de cuatro puertos, el circuito de la Figura 2.5 se puede caracterizar por una matriz de admitancias que relaciona corrientes y voltajes (referidos a tierra) en los cuatro puertos:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{12} & Y_{11} & Y_{14} & Y_{13} \\ Y_{13} & Y_{14} & Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{14} & Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Donde se asumen las siguientes simetrías:  $Y_{12} = Y_{34}$ ,  $Y_{13} = Y_{24}$  y  $Y_{14} = Y_{23}$ . Como es sabido, los vectores propios o autovectores de la matriz  $[Y]$  son excitaciones  $[V]$  (modos) que crean respuestas de corriente proporcionales a sí mismos. Es decir, forman una base que diagonaliza la matriz. Las constantes de proporcionalidad entre las corrientes y los voltajes para cada modo son los autovalores de cada



**Figura 2.6** Configuraciones experimentales para medir un 2P-CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG).

uno de los autovectores o, equivalentemente, las admitancias de cada uno de los modos naturales de esta matriz. En este caso, altamente simétrico, los cuatro autovectores de  $[Y]$  se pueden identificar mediante simple inspección. De hecho, se puede comprobar fácilmente que una excitación de voltaje cualquiera se puede expresar en general como la suma de cuatro autovectores (o modos) ortogonales en la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = V_C \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + V_V \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix} + V_H \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix} + V_D \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

O, equivalentemente:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_C \\ V_V \\ V_H \\ V_D \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Es interesante destacar que las excitaciones CM y DM del CMC aparecen como modos naturales del CMC (modos H y D respectivamente). Los otros dos modos corresponden a aplicar un mismo voltaje a los cuatro terminales del CMC (modo C) o bien a aplicar una diferencia de voltaje entre una bobina y la otra del CMC (modo V). A partir de (2.7) es posible calcular las amplitudes de estos cuatro

modos para una excitación general en los cuatro puertos del CMC:

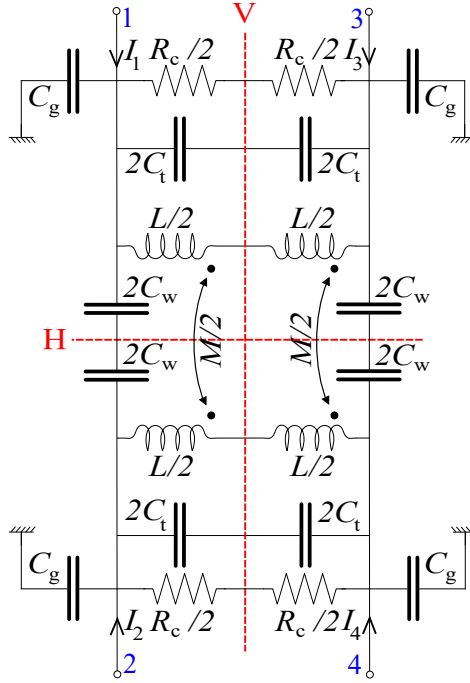
$$\begin{pmatrix} V_C \\ V_V \\ V_H \\ V_D \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Es decir, es posible expresar cualquier excitación aplicada al 2P-CMC como una suma de sus componentes C, V, H y D. El siguiente paso de nuestro análisis es calcular las admitancias (autovalores) que corresponden a estos cuatro modos.

Aunque los autovalores de la matriz de admitancias pueden obtenerse de una manera bastante sistemática por manipulación matemática de la matriz de admitancias del 2P-CMC (obtenida en el Apéndice A.1), es ilustrativo utilizar un método alternativo basado en las excitaciones que corresponden a cada modo (autovalor). Así, para calcular las admitancias de los cuatro modos en (2.6), es útil observar que estos modos representan diferentes combinaciones de excitaciones pares e impares con respecto a dos planos de simetría perpendiculares que se consideran en el circuito del CMC mostrado en la Figura 2.5. Denominaremos a estos planos de simetría planos horizontal (H) y vertical (V). Estos planos se representan en la Figura 2.7, en la que los elementos del modelo de circuitos se han dividido en parejas de elementos conectados en serie para identificar los planos de simetría. Para cada modo, los planos H y V detallados en la Figura 2.7 pueden considerarse como una **pared magnética** (circuito abierto) o una **pared eléctrica** (tierra) respectivamente. Esta visión del problema permite identificar para cada uno de los modos un circuito equivalente muy simple, lo que permite obtener la admitancia del modo.

Los circuitos equivalentes de los modos C, V, H y D junto con la excitación en los cuatro puertos del CMC que corresponde a cada modo se representan en la Figura 2.8. Como se ha comentado, dicha figura muestra que para cada modo el CMC presenta la misma admitancia en cada uno de sus puertos. En la Figura 2.8 se puede verificar también que los modos H y D corresponden a una excitación CM y DM, respectivamente, del CMC. Las admitancias de esos modos CM y DM son las correspondientes a una conexión LCR en paralelo, donde el componente inductivo para CM es proporcional a  $L_{CM} = L + M$  (modo H), mientras que para DM es la inductancia de fuga  $L_{DM} = L - M$  (modo D). El circuito equivalente de cada modo junto con las admitancias calculadas se representan en la Tabla 2.1.

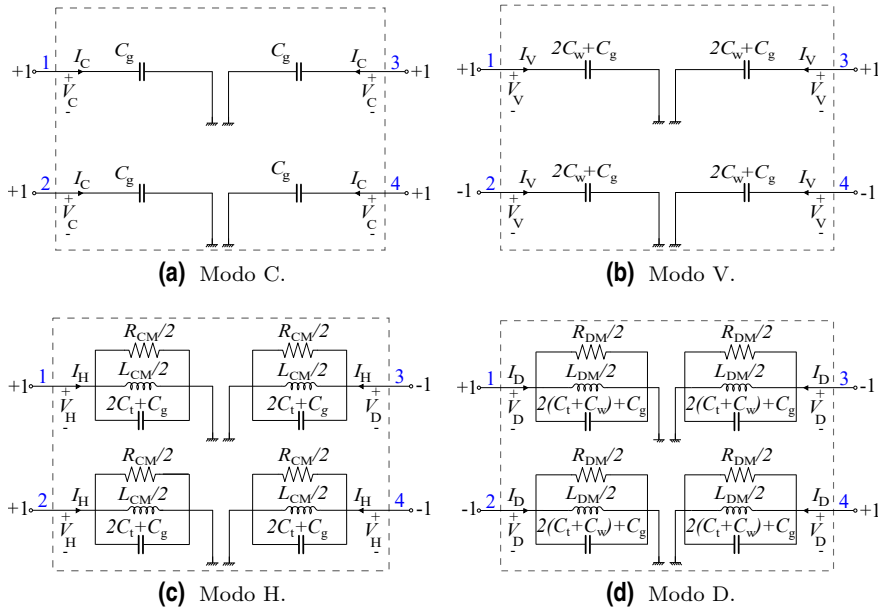
Una vez que se conocen las admitancias de los cuatro modos, el coeficiente  $S_{21}(\omega)$  para cada configuración de la Figura 2.6 se puede calcular fácilmente identificando los modos que se excitan en cada conexión particular del CMC. Esto se mostrará en las subsecciones siguientes de manera concisa. Una descripción más detallada y rigurosa del proceso de obtención de estos coeficientes de transmisión en función de las admitancias de los modos naturales se incluye en el Apéndice B. El hecho de disponer de estas expresiones analíticas tiene la ventaja de mostrar claramente los modos que se excitan en cada uno de los montajes experimentales de la Figura 2.6. Además, la expresión analítica de los coeficiente de transmisión nos permitirá



**Figura 2.7** Modelo de circuito del CMC equivalente al de la Figura 2.5 pero modificado para mostrar explícitamente los planos de simetría V y H.

calcular las frecuencias de resonancia esperadas para las conexiones CM, DM y OC en términos de los parámetros de los circuitos que modelan el CMC. Como veremos más adelante, esto se utilizará para crear un algoritmo de identificación de estos parámetros. También mostraremos que es posible aprovechar la disponibilidad de expresiones analíticas de los coeficientes de transmisión para incorporarlas a un algoritmo eficiente de búsqueda de los parámetros de un CMC, que aprovechará la facilidad y rapidez con que estas expresiones cerradas puede ser evaluadas.

En los cálculos que se presentan a continuación asumiremos un caso sin pérdidas ( $R_c = \infty$ ) para simplificar el cálculo de las frecuencias de resonancia. Además, las resistencias  $R_s$  y  $R_0$  en la Figura 2.6 se consideran iguales:  $R_s = R_0 = R = 50\Omega$ , lo que habitualmente se cumple. Otra aproximación que usaremos es considerar despreciable el acoplo eléctrico del CMC a tierra ( $C_g \approx 0$ ). En general, esta aproximación será válida siempre que se evite un acoplamiento eléctrico significativo entre el CMC y conductores cercanos conectados a tierra al realizar medidas del CMC en las diferentes configuraciones de la Figura 2.6. Esta aproximación será validada por los resultados mostrados en la Sección 2.4.



**Figura 2.8** Circuitos equivalentes de los modos obtenidos para el circuito de alta frecuencia del CMC en la Figura 2.5b. Los voltajes normalizados en los cuatro terminales del CMC se indican para cada modo.

### 2.2.3 Conexión CM

La conexión CM de la Figura 2.6a introduce una condición de contorno del tipo pared magnética a lo largo del plano de simetría H del CMC (ver Figura 2.7). Con esta condición, la Tabla 2.1 muestra que solo los modos C y H pueden ser excitados. No obstante, dado que las capacidades parásitas a tierra han sido despreciadas,  $Y_C = 0$ , únicamente aparecen las corrientes asociadas al modo H. Estas corrientes fluyen horizontalmente en el esquema de la Figura 2.7, de ahí el nombre H para este modo. El coeficiente  $S_{21}$  se puede, por lo tanto, expresar como:

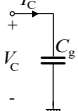
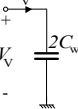
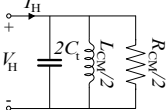
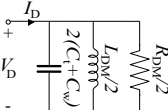
$$S_{21}^{CM} = \frac{2RY_H}{1 + 2RY_H} \quad (2.9)$$

Para el caso sin pérdidas, el coeficiente de transmisión en (2.9) se hace nulo en una frecuencia tal que  $Y_H = 0$ . Esto conduce a la siguiente ecuación para esta frecuencia de resonancia:

$$\omega_{CM} = \frac{1}{\sqrt{C_t L_{CM}}} \quad (2.10)$$

En el caso general de pérdidas, esta resonancia dará lugar a  $Y_H = 2/R_c$  y un mínimo de  $|S_{21}^{CM}|$ .

**Tabla 2.1** Circuitos equivalentes y admitancias de los cuatro modos del CMC tratados como un dispositivo de cuatro puertos. Para cada modo, se indica el tipo de simetría (eléctrica o magnética) de los planos de simetría H y V representados en la Fig.2.7.

Modo	Plano H	Plano V	Circuito	Admitancia
C	magnética	magnética		$Y_C = j\omega C_g$
V	eléctrica	magnética		$Y_V = j\omega(2C_w + C_g)$
H	magnética	eléctrica		$Y_H = \left( j\omega(2C_t + C_g) + \frac{2}{j\omega L_{CM}} + \frac{2}{R_{CM}} \right)$
D	eléctrica	eléctrica		$Y_D = \left( j\omega(2C_t + 2C_w + C_g) + \frac{2}{j\omega L_{DM}} + \frac{2}{R_{DM}} \right)$

En resumen, la configuración CM excita el modo H, lo que obliga a las corrientes a fluir en modo común a través del CMC, que es precisamente lo que se pretende con esa conexión. Esto hace que la inductancia equivalente de cada devanado sea  $L_{CM}$ . En  $\omega_{CM}$  esta inductancia resuena con la capacidad parásita propia de los devanados  $C_t$ , lo que resulta en un mínimo en transmisión en la configuración CM.

### 2.2.4 Conexión DM

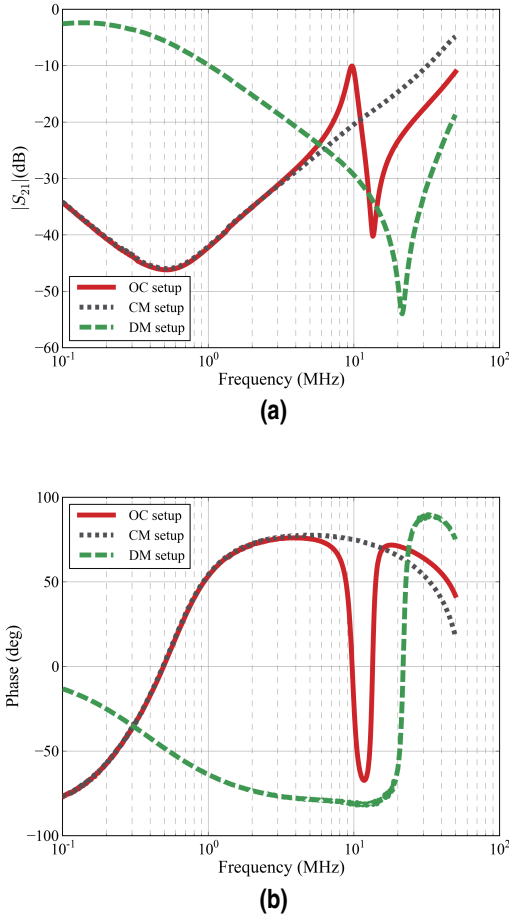
La conexión DM mostrada en la Figura 2.6b fuerza una condición de pared eléctrica en el plano H de simetría del CMC. Esta condición descarta los modos C y H, de forma que solamente los modos V y D son excitados. El coeficiente  $S_{21}$  para esta conexión se puede obtener utilizando el principio de superposición y se puede expresar como:

$$S_{21}^{DM} = \frac{RY_D}{RY_D + 2} - \frac{RY_V}{RY_V + 2} \quad (2.11)$$

De (2.11) está claro que en el caso sin pérdidas  $S_{21}^{DM} = 0$  requiere  $Y_V = Y_D$ . De las expresiones de las admitancias naturales del CMC (Tabla 2.1) se deduce que esta condición se cumplirá en la siguiente frecuencia:

$$\omega_{DM} = \frac{1}{\sqrt{C_t L_{DM}}} \quad (2.12)$$

Por lo tanto, la excitación DM excita el modo D, que es el único modo que hace



**Figura 2.9** Magnitud (a) y fase (b) de  $S_{21}$  para el CMC Würth Elektronik 7446121007 (6.8 mH), denominado en la Tabla 2.3 y en la Tabla 2.4, cuando es medido usando las tres configuraciones de la Figura 2.6.

que las corrientes DM fluyan en el CMC. Esto hace que la inductancia equivalente de cada devanado sea  $L_{DM} = L - M$ . Sin embargo, debido a la existencia de  $C_w$ , también se verá excitado el modo V. La ecuación (2.11) muestra que este modo V hace que el coeficiente de transmisión disminuya. También modifica la condición de resonancia de  $Y_D = 0$  a  $Y_D = Y_V$ . Esto elimina la contribución de las capacidades  $C_w$  a esta resonancia, lo que aumenta ligeramente la frecuencia de resonancia para la configuración DM por encima de la frecuencia que correspondería al caso en que estuviese excitado únicamente el modo D (modo diferencial para el CMC).



### 2.2.5 Conexión OC

Los análisis de los dos apartados anteriores muestran que las conexiones CM y DM en la Figura 2.6 excitan respectivamente los modos H y D (con una ligera contribución del modo V en este último caso). Estos dos modos corresponden básicamente a corrientes circulando en modo común y modo diferencial en el CMC, como es lógico esperar. La cuestión que se plantea ahora es qué modos se excitan en la conexión OC que se propone en este trabajo.

La condición para la conexión OC (Figura 2.6c) es  $I_2 = I_4 = 0$ . Se puede demostrar que esta condición se puede cumplir solo si los modos H y D están excitados por corrientes de igual magnitud  $|I_H| = |I_D|$ , mientras que el modo V no está excitado. Esto significa que para la configuración OC el CMC se activa simultáneamente en CM (modo H) y en DM (modo D), ambos con la misma corriente que es igual a la mitad de la corriente que entra por el terminal 1 (y sale por el terminal 3). De hecho, a partir de (2.6) se puede ver que  $V_1 - V_3 = 2(V_H + V_D)$ . Esto significa que los modos D y H pueden considerarse como modos conectados en serie, presentando una admitancia neta:

$$Y_{OC} = \frac{Y_H Y_D}{Y_D + Y_H} \quad (2.13)$$

En consecuencia, el coeficiente  $S_{21}$  se puede expresar como:

$$S_{21}^{OC} = \frac{2RY_{OC}}{2RY_{OC} + 1} \quad (2.14)$$

Esta ecuación revela que cuando el CMC está conectado en la configuración OC, la curva  $S_{21}$  debe mostrar dos ceros (o mínimos en un caso con pérdida): el primer cero a una frecuencia más baja corresponde a  $Y_H = 0$  y el segundo a una frecuencia más alta corresponde a la condición  $Y_D = 0$ . Estas dos frecuencias de resonancia son:

$$\omega_{OC1} = \frac{1}{\sqrt{C_t L_{CM}}} = \omega_{CM} \quad (2.15)$$

$$\omega_{OC2} = \frac{1}{\sqrt{(C_t + C_w) L_{DM}}} < \omega_{DM} \quad (2.16)$$

Físicamente, esto significa que el CMC excitado en la configuración OC resuena con las corrientes que fluyen en CM (inductancia  $L_{CM}$  en paralelo con  $C_t$ ) a una frecuencia más baja dada por (2.15). También resuena en la frecuencia más alta (2.16) con corrientes que fluyen en DM (inductancia  $L_{DM}$  en paralelo con  $C_t + C_w$ ).

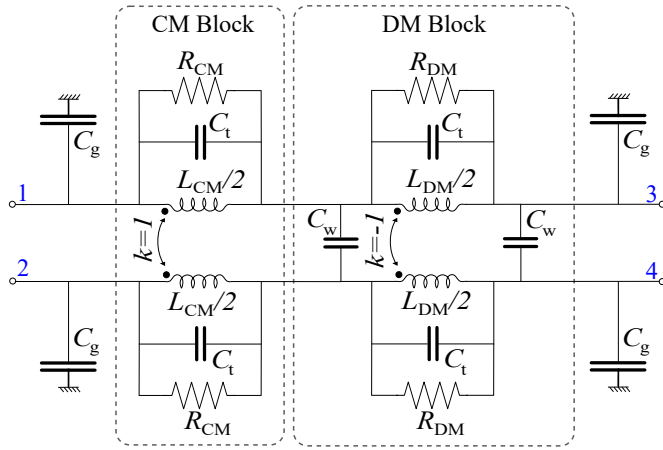
A modo de resumen, la Tabla 2.2 recoge las expresiones analíticas de los coeficientes de transmisión correspondientes a las tres configuraciones o montajes de medida que se acaban de analizar y que se muestran en la Figura 2.6, .

En este punto, resulta interesante detenerse a analizar la relación entre la respuesta del CMC en la configuración OC y sus respuestas a las corrientes CM y DM. Con este propósito utilizaremos un ejemplo. En la Figura 2.9 representamos

**Tabla 2.2** Coeficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para un CMC medido en las configuraciones de la Figura 2.6, donde  $Y_{OC} = Y_H Y_D / (Y_H + Y_D)$ . Las expresiones aproximadas asumen  $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$ .

Configuración	Coeficiente de transmisión	Frecuencias de resonancia
CM	$S_{21}^{CM} = \frac{2RY_H}{1+2RY_H}$	$f_{CM} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{C_t L_{CM}}}$
DM	$S_{21}^{DM} = \frac{RY_D}{2+RY_D} - \frac{RY_V}{2+RY_V}$	$f_{DM} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{C_t L_{DM}}}$
OC	$S_{21}^{OC} = \frac{2RY_{OC}}{2RY_{OC}+1}$	$f_{OC1} = f_{CM}$
		$f_{OC2} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{(C_t + C_w) L_{DM}}}$

la magnitud y la fase de  $S_{21}$  medidas para un CMC real, descrito en el subtítulo de la figura. Representamos los resultados para las tres configuraciones (CM, DM y OC) de la Figura 2.6. En la Figura 2.9 se puede observar que las curvas de las configuraciones CM y OC son similares a bajas frecuencias tanto en magnitud como en fase. Esto se puede entender porque a bajas frecuencias  $Y_D \approx 2/j\omega L_{DM} \gg Y_H \approx 2/j\omega L_{CM}$  y como consecuencia de (2.13)  $Y_{OC} \approx Y_H$ . Por lo tanto,  $S_{21}^{OC}$  en (2.14) coincide en ese rango de frecuencias con  $S_{21}^{CM} \approx 2RY_H$  en (2.9). En otras palabras, aunque en la configuración OC tanto el modo D como el modo H se excitan con igual magnitud de corriente, a frecuencias bajas la tensión de salida está dominada por la correspondiente al modo H (corrientes CM en el CMC). Esto es debido a que  $Y_H$  y  $Y_D$  se pueden considerar en serie pero la admitancia  $Y_H$  es mucho menor que  $Y_D$ . El primer mínimo de la curva OC en la Figura 2.9a es, por lo tanto, la resonancia del modo H, y coincide con el de la curva CM. Después de este primer mínimo,  $Y_H$  se vuelve capacitivo (fase  $90^\circ$ ) y su magnitud aumenta con la frecuencia, mientras que  $Y_D$  permanece inductivo y disminuye con la frecuencia (con fase  $-90^\circ$ ). Cuando las magnitudes de estas dos impedancias se vuelven iguales, se produce una resonancia e idealmente  $|S_{21}^{OC}| = 1$ . Esto corresponde al máximo que se puede observar en la curva OC (Figura 2.9a) a, aproximadamente, 1 MHz. Hay que tener en cuenta que en este máximo, el CMC se comporta como un cortocircuito y, por lo tanto, la fase de  $S_{21}^{OC}$  es cero (es decir, resistiva). Después de este pico de la curva de OC,  $Y_D$ , que está asociado con las corrientes de DM que fluyen a través del CMC, se vuelve dominante en (2.14), y la fase de la curva OC se vuelve inductiva nuevamente. A frecuencias más altas, la curva OC presenta un segundo mínimo. Este segundo mínimo corresponde a la frecuencia de resonancia del modo D (2.16) y produce otro cambio de una fase inductiva a una capacitiva en la curva correspondiente (ver Figura 2.9b), como se esperaba. Es importante destacar que esta resonancia se produce a una frecuencia ligeramente inferior a la de la configuración DM. Como explicamos en nuestro análisis anterior, esto se asocia con el hecho de que en la configuración DM el modo V se excita junto con el modo D deseado, y esto resulta en un ligero aumento de la frecuencia de resonancia de la configuración DM (2.12) respecto a la correspondiente al modo D. Esto es debido a la influencia de las capacitancias parásitas  $C_w$ . Finalmente, a frecuencias suficientemente altas, las admitancias ya capacitivas mostradas por el CMC en las diferentes configuraciones se vuelven tan altas que los coeficientes  $S_{21}$



**Figura 2.10** Modelo de circuito equivalente de un CMC con bloques CM y DM.

correspondientes están dominados progresivamente por las impedancias de fuente y de carga del circuito, que son resistivas.

En resumen, la respuesta OC de un CMC está dominada por la respuesta CM del CMC a bajas frecuencias y por la respuesta DM a altas frecuencias, de tal manera que el coeficiente de transmisión para la conexión OC del CMC presenta dos frecuencias de resonancia (mínimos de transmisión) asociados respectivamente con excitaciones CM y DM del CMC. Esto implica que las medidas obtenidas en una configuración OC simple, que no requiere circuitos auxiliares, pueden proporcionar con una sola medida información muy valiosa sobre la respuesta de un CMC frente a una excitación CM como a una excitación DM, siendo posible identificar las regiones de frecuencia donde el CMC presenta una fuerte atenuación, donde no la presenta y a qué frecuencias presenta una resonancia para cada uno de estos modos. Además, las expresiones en forma cerrada que se han obtenido para las frecuencias de resonancia del CMC en el montaje OC (2.15 – 2.16) pueden utilizarse para calcular los elementos del modelo de circuitos de alta frecuencia del CMC. En la siguiente Sección se detallan un par de métodos de caracterización que se proponen en este trabajo con base en las ideas anteriores.

Antes de pasar a la descripción de estos métodos de caracterización de CMCs que se propone en este trabajo merece la pena hacer un breve inciso para poner en perspectiva las ideas desarrolladas en este apartado. En efecto, es interesante señalar que el hecho de que el efecto del acoplamiento entre dos anillos LC sea dividir la frecuencia de resonancia de cada uno de los anillos en dos frecuencias de resonancia asociadas con las llamadas excitaciones pares e impares de los inductores (correspondientes a las excitaciones CM y DM del CMC) han sido bien estudiadas en el campo del diseño de filtros paso de banda en el ámbito de RF/microondas (*narrow-band bandpass filters*) [107]. En este sentido, el par de devanados acoplados que forman un CMC puede considerarse, a una frecuencia suficientemente alta, como un par de circuitos resonadores acoplados sintonizados

de forma síncrona que presentan un acoplamiento eléctrico y magnético entre ellos. Sin embargo, una diferencia importante que presenta el análisis que habitualmente se hace de este tipo de filtros con respecto al análisis que aquí se lleva a cabo es que, debido a la forma particular en que se excitan esos anillos resonantes en los filtros de microondas, la teoría de los circuitos resonantes acoplados se ha desarrollado considerando el par de anillos  $L-C$  acoplados como un dispositivo de dos puertos, en lugar de cuatro. La formulación de cuatro puertos presentada aquí para los CMCs nos permite abordar las particularidades de las configuraciones que se ilustran en la Figura 2.6. Por ejemplo, como hemos visto, esta formulación ayuda a explicar la diferencia entre las frecuencias de resonancia medidas en las conexiones DM y OC del CMC.

## 2.3 Descripción del método de caracterización

### 2.3.1 Modelo alternativo de circuitos con dos bloques

El análisis expuesto en la Sección anterior relaciona la excitación de un 2P-CMC utilizando las configuraciones CM, DM y OC de la Figura 2.6 con la excitación de los cuatro modos de una red simétrica de cuatro puertos. Ese análisis muestra que las admitancias de los modos D y H corresponden a dos circuitos RLC paralelos que se excitan en serie en la configuración OC, mientras que el modo D no se excita en la configuración CM y el modo H no se excita en la configuración DM.

Sobre la base de este análisis, la Figura 2.10 muestra un modelo alternativo y equivalente del 2P-CMC que separa el modelo del 2P-CMC en dos bloques diferentes, mostrando explícitamente la contribución de las admitancias de los modos H y D. Cada bloque incluye dos inductancias acopladas con coeficientes de acoplamiento ideales opuestos (+1 y -1). El bloque con  $k = 1$  (bloque CM en la Figura 2.10) está cortocircuitado para las corrientes DM, mientras que el bloque con  $k = -1$  (denominado bloque DM) está cortocircuitado para las corrientes CM. Este modelo alternativo es equivalente al de la Figura 2.5b pero presenta varias ventajas. En primer lugar, muestra explícitamente los parámetros que afectan las corrientes CM y DM en el 2P-CMC. Por ejemplo, muestra que las capacidades  $C_w$  no tienen efecto en las corrientes CM y que  $L_{CM}$  afecta a las corrientes CM, pero la inductancia que actúa contra las corrientes DM es  $L_{DM}$ . Además, el modelo de la Figura 2.10 facilita la comprensión de la respuesta del 2P-CMC cuando se excita en la configuración OC como la respuesta de la conexión de dos bloques (o redes) LCR (bloques CM y DM) en serie. Una ventaja adicional del uso de dos bloques separados para modelar el 2P-CMC es que hace que sea más fácil tener en cuenta el comportamiento dependiente de la frecuencia de los parámetros inductivos y resistivos del 2P-CMC en el modelo [67,68]. De hecho, el esquema de dos bloques nos permite asignar diferentes valores a las resistencias paralelas en cada bloque. De esta manera,  $R_{CM}$  en la Figura 2.10 explica el comportamiento con pérdidas del 2P-CMC en la resonancia CM (baja frecuencia) y  $R_{DM}$  da cuenta de las pérdidas del CMC en la resonancia DM (alta frecuencia). Además, el circuito de la Figura 2.10 permite tener en cuenta de una forma más sencilla el hecho de

que en general la inductancia de un CMC puede variar con la frecuencia debido a una posible dependencia de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia. En efecto, a la vista del modelo de la Figura 2.10 resulta intuitivo tratar a  $L_{CM}$  y  $L_{DM}$  como dos parámetros separados e independientes, que deben ser ajustados cada uno en el rango de frecuencias en el que tienen impacto en el modelo. Esto evita la búsqueda de un acoplamiento mutuo  $M$  entre las inductancias  $L$  que sean válidas en todo el rango de frecuencias.

Merece la pena resaltar que el modelo de dos bloques que se describe en este apartado no es completamente original. En efecto, en [85] se propone un modelo similar basado en bloques CM y DM como modelo *behavioral* (o de comportamiento) para los CMCs, aunque solo los parámetros inductivos están separados en los bloques utilizados en [85]. El análisis teórico presentado en la Sección 2.2 explica los buenos resultados del modelo de comportamiento propuesto en [85]. Sin embargo, se debe tener en cuenta que en el presente trabajo los elementos del circuito tienen una interpretación física. Además, y de acuerdo con esto, nuestro método utiliza un enfoque completamente diferente, basado en medidas más simples, para obtener los parámetros del modelo, como se mostrará en los siguientes apartados.

### 2.3.2 Extracción de parámetros del modelo de circuitos a partir de las resonancias medidas en OC

El modelo mejorado del 2P-CMC representado en la Figura 2.10 junto con las expresiones analíticas obtenidas para las frecuencias de resonancia del 2P-CMC en la configuración OC (2.15, 2.16) hacen posible diseñar un método para obtener los elementos parásitos que determinan la respuesta de alta frecuencia de un 2P-CMC a partir de la medida  $|S_{21}^{OC}|$ , tal y como se detalla a continuación.

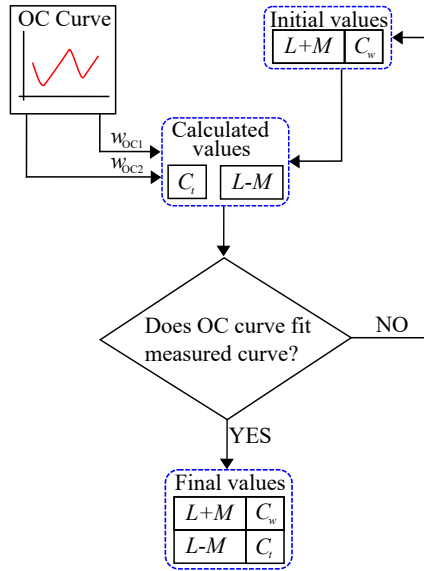
En primer lugar, las resistencias  $R_{CM}$  y  $R_{DM}$  de la Figura 2.10 se pueden obtener de la magnitud de  $S_{21}^{OC}(\omega)$  medido en las dos frecuencias de resonancia,  $\omega_{OC1}$  y  $\omega_{OC2}$ , como:

$$R_{CM} \approx 4R \times 10^{|S_{21}^{OC}(\omega_{OC1})|/20} \quad (2.17)$$

$$R_{DM} \approx 4R \times 10^{|S_{21}^{OC}(\omega_{OC2})|/20} \quad (2.18)$$

Donde las magnitudes de  $S_{21}$  se expresan en decibelios y se supone que  $R_{CM}, R_{DM} \gg R = 50\Omega$ , lo cual es cierto en la gran mayoría de los casos prácticos.

El resto de los parámetros del modelo de la Figura 2.10 ( $L_{CM}$ ,  $L_{DM}$ ,  $C_t$  y  $C_w$ ) se pueden obtener a través de un proceso iterativo cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 2.11. En primer lugar, deben proporcionarse los valores iniciales de  $L_{CM}$  y  $C_w$ . La inductancia  $L_{CM}$  puede aproximarse a dos veces la inductancia de los devanados, que generalmente se puede encontrar en la hoja de datos del CMC. El valor de  $C_w$  generalmente está en el orden de unos pocos picofaradios, por lo tanto, cualquier valor en ese orden de magnitud puede postularse como valor inicial. La capacidad  $C_t$  se puede calcular a partir de  $L_{CM}$  y  $\omega_{OC1}$  usando (2.15). Luego, se puede obtener  $L_{DM}$  de  $C_w$ ,  $C_t$  y  $\omega_{OC2}$  usando (2.16). Una vez que se hayan calculado los parámetros, la curva OC estimada sobre el rango de



**Figura 2.11** Diagrama de flujo del método propuesto para calcular los parámetros del modelo de un 2P-CMC.

frecuencias medido se puede obtener fácilmente usando (2.14) y las expresiones para  $Y_H$  y  $Y_D$  se proporcionan en la Tabla 2.1. Luego, se puede usar un algoritmo de *curve fitting* [108] para iterar el proceso y encontrar el conjunto de parámetros que mejor se ajustan a la curva OC medida. Una vez que se encuentra un conjunto final de parámetros, las respuestas CM y DM del CMC se pueden predecir usando las expresiones cerradas (2.9) y (2.11) con las admitancias modales de la Tabla 2.1. Una característica interesante de este método es que todos los cálculos se realizan utilizando expresiones analíticas. En consecuencia, el proceso de ajuste de curvas es bastante rápido, con tiempos de cálculo típicos por debajo de 1 segundo.

Vale la pena señalar que, en principio, el algoritmo de *curve fitting* podría diseñarse de tal manera que los cuatro parámetros  $L_{DM}$ ,  $L_{CM}$ ,  $C_w$  y  $C_t$  se tratasen como parámetros de entrada y por lo tanto, la curva OC se podría ajustar sin imponer una relación particular entre ellos. Sin embargo, al forzar (2.15) y (2.16) se conserva la función física de los parámetros, por lo que se evitan los resultados que implican elementos negativos que pueden causar problemas de simulación [84].

Otra característica interesante del método descrito en la Figura 2.10 es que nos permite obtener el modelo del 2P-CMC exclusivamente a partir de la medida de la curva OC. Alternativamente, si se dispone de un medidor LCR, también es posible obtener  $L_{CM}$  a partir de la medida a baja frecuencia de la inductancia de entrada de un devanado con el devanado secundario en circuito abierto, de donde se obtiene la auto-inductancia del CMC ( $L$ ). Por otro lado, cortocircuitando un devanado y midiendo desde el otro se obtiene  $L(1 - k^2) \approx 2L_{DM}$ . También se puede estimar  $C_w$  midiendo directamente la capacidad entre los devanados, es decir, entre los terminales pares e impares en la Figura 2.5b, que es  $2C_w$ . Con estos

parámetros de entrada y la magnitud del coeficiente  $S_{21}^{OC}$  en las dos frecuencias de resonancia,  $\omega_{OC1}$  y  $\omega_{OC2}$ , es posible calcular el resto de los parámetros  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_t$  y  $L_{DM}$  siguiendo los pasos explicados anteriormente. Este método alternativo prescinde del proceso de ajuste de curvas y funciona bien en muchos casos [61]. Como contrapartida, requiere medidas adicionales (aunque simples) y carece de adaptabilidad y flexibilidad en comparación con el procedimiento iterativo descrito anteriormente.

Un inconveniente del método descrito es que hace uso de un modelo (Figura 2.10) que no es apropiado para algunos CMCs que muestran una dependencia significativa de la frecuencia de sus parámetros inductivos, como veremos en la Sección 2.4.

Aunque el método descrito en este apartado anterior suele proporcionar buenos resultados, su aplicación a diferentes CMCs demuestra que en algunos casos ofrece resultados que pueden mejorarse utilizando una estrategia diferente basada en el uso de algoritmos avanzados de búsqueda. Esta idea se discute en el siguiente apartado.

### 2.3.3 Extracción de parámetros del modelo de circuitos utilizando algoritmos de búsqueda avanzada

El uso de algoritmos de búsqueda avanzada es una manera alternativa y sencilla de encontrar un conjunto de parámetros del circuito Figura 2.10 que permita un buen ajuste entre la curva  $|S_{21}^{OC}|$  que corresponde a este modelo y la curva  $|S_{21}^{OC}|$  medida de un CMC real.

La idea general de un algoritmo de búsqueda es encontrar el conjunto de parámetros que permita minimizar una función de coste definida por el usuario.

Aunque existen distintos algoritmos de búsqueda que pueden usarse [54], en este trabajo hemos utilizado una técnica basada en algoritmos genéticos (GA del inglés *Genetic Algorithm*) [109].

Los GAs son algoritmos de búsqueda avanzados y son usados principalmente para generar soluciones de alta calidad en la resolución de problemas de optimización complejos [110]<sup>4</sup>. Estos algoritmos están basados en la teoría de la evolución biológica a través de la selección natural [111]. Es decir, simulan el proceso de selección natural, lo que significa que las especies que pueden adaptarse a los cambios en su entorno pueden sobrevivir y reproducirse y pasar a la próxima generación. En palabras más simples, simulan el concepto *survival of the fittest*<sup>5</sup> entre individuos de generación consecutiva para resolver un problema. Cada generación consta de una población de individuos y cada individuo representa un punto en el espacio de búsqueda y la posible solución.

<sup>4</sup> John Holland es conocido como el padre del algoritmo genético. Fue profesor de Ingeniería Eléctrica y Ciencias de la Computación en la Universidad de Michigan.

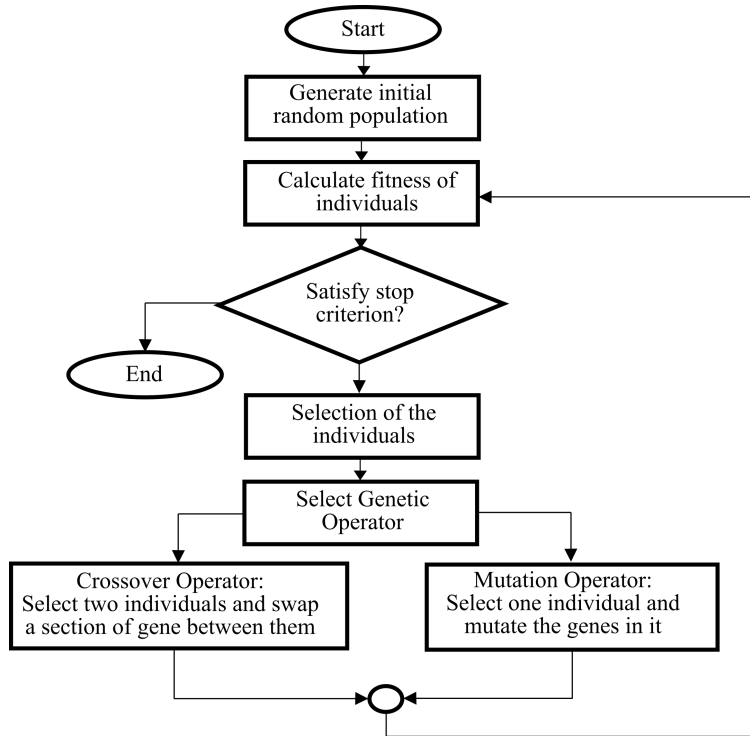
<sup>5</sup> *Survival of the fittest* o supervivencia del más apto es una frase propia de la teoría evolutiva de Charles Darwin y el darwinismo social, como una descripción alternativa de la selección natural. En su sentido esencial, se refiere a la supervivencia de ciertos rasgos sobre otros que se reproducen en las siguientes generaciones, mientras que los otros rasgos tienden a desaparecer. El concepto fue acuñado por Herbert Spencer y retomado por Charles Darwin.

Estos algoritmos evolutivos usan un enfoque basado en la población en el que los miembros de dicha población se clasifican según la idoneidad de sus soluciones. En los GAs, se forma una nueva población utilizando operadores genéticos específicos, como el cruce o *crossover*, la reproducción y la mutación. La población puede representarse en un conjunto de cadenas, denominadas cromosomas. En cada generación, se crea un nuevo cromosoma (un miembro de la población) utilizando información originada de los cromosomas más aptos de la población anterior. El GA genera una población inicial de soluciones factibles y las recombina de manera que guían su búsqueda hacia áreas más prometedoras del espacio de búsqueda. Cada una de estas soluciones factibles está codificada como un cromosoma, también conocido como genotipo, y cada uno de estos cromosomas obtendrá una medida del *fitness* o aptitud a través de una función *fitness* (también conocida como función objetivo). El valor de la función *fitness* de un cromosoma determina su capacidad para perdurar y producir descendencia. Un GA básico tiene cinco componentes principales: un generador de números aleatorios, una unidad de evaluación de *fitness*, un proceso de reproducción, un *crossover* y una operación de mutación. La reproducción selecciona a los candidatos más aptos de la población, mientras que el *crossover* es el procedimiento de combinar los cromosomas más aptos y transmitir genes superiores a la próxima generación, y la mutación altera algunos de los genes en un cromosoma.

La Figura 2.12 muestra el diagrama de flujo general de un GA básico así como los componentes principales que utiliza. El funcionamiento del GA comienza con la determinación de una población inicial. La función objetivo se utiliza para evaluar a los miembros de la población y luego se clasifican según el comportamiento. Una vez que todos los miembros de la población han sido evaluados, se omiten los cromosomas de rango inferior y las poblaciones restantes se utilizan para la reproducción. Este es uno de los enfoques más comunes utilizados en GA. Otro posible esquema de selección es utilizar una selección pseudoaleatoria, lo que permite que los cromosomas de menor rango tengan la oportunidad de ser seleccionados para la reproducción. El *crossover* selecciona aleatoriamente dos miembros de la población restante (los cromosomas más aptos) y los intercambia y empareja. El paso final del GA es la mutación. En este paso, el operador de mutación muta al azar en un gen de un cromosoma. La mutación es un paso crucial en los GAs, ya que garantiza que se pueda llegar a cada región del espacio donde está definido el problema. El elitismo se usa para evitar que la mejor solución de la población sea destruida durante la operación de cruce y mutación. Por otro lado, el elitismo también garantiza que la aptitud de la nueva generación será al menos tan buena como la generación actual. La evaluación y la generación de las nuevas poblaciones continúan hasta que se alcanza el número máximo de generaciones o se encuentra la solución óptima. El GA es ventajoso en términos de requerir configuraciones limitadas de parámetros e inicializarse a partir de posibles soluciones en lugar de una única solución. Uno de los principales inconvenientes de los GAs es la falta de convergencia rápida hacia los valores óptimos, ya que el proceso de cruce y mutación es aleatorio.

En el presente trabajo, el GA se usará para la resolución de problemas de





**Figura 2.12** Diagrama de flujo del GA (Fuente: [112]).

optimización electromagnéticos. Como se detalló en el Capítulo 1, un sistema electromagnético se puede analizar desde el punto de vista de la teoría de circuitos siempre que la dimensión física del circuito sea pequeña en comparación con la longitud de onda de las señales (ondas electromagnéticas) involucradas en el mismo. En otras palabras, esta simplificación se basan en la consideración de corrientes cuasi-estacionarias. A estos circuitos se les denomina circuitos de parámetros concentrados. En este contexto, el GA será empleado para la extracción de los parámetros del modelo de circuito de la Figura 2.10 del 2P-CMC. Es decir, con esta técnica buscamos un *set* de los parásitos para el circuito de la Figura 2.5b que se ajusta a la curva medida  $|S_{21}^{OC}|$  según LSM (LSM del inglés *Least Square Method*). Una vez que se han obtenido los parámetros, se sustituyen en las expresiones analíticas de los coeficientes  $S_{21}$  de la Tabla 2.2 para calcular la atenuación predicha por el modelo de circuito para el 2P-CMC analizado. Es importante resaltar que el alto esfuerzo computacional típicamente asociado con los algoritmos de búsqueda evolutiva o GA no es un problema en este caso debido a la disponibilidad de expresiones analíticas para  $|S_{21}^{OC}|$  (Tabla 2.2) en términos de los parámetros del circuito. El apartado siguiente presenta los resultados experimentales, en los cuales se valida el modelo de circuito de la Figura 2.10 de un 2P-CMC mediante el uso de GA.

**Tabla 2.3** CMCs analizados en orden de inductancia creciente .

Fabricante	Número de componente	Inductancia (mH)
SCHAFFNER	RN112-4-02	0.7
TDK	B82722A2302N001	1.2
TDK	B82725A2103N001	1.8
TDK	B82726S2163N030	2.0
KEMET	SC-02-30G	3.0
SCHAFFNER	RN102-1-02	3.0
SCHAFFNER	RN102-0.6-02-4M4	4.4
WÜRTH ELEKTRONIK	7446121007	6.8
WÜRTH ELEKTRONIK	7448011008	8.0
EMIKON	FHE - 05 - 1055	10
WÜRTH ELEKTRONIK	744866103	10
WÜRTH ELEKTRONIK	7446631010	10
KEMET	SCF20 - 05 - 1100	11
SCHAFFNER	RN102-0.3-02-12M	12
KEMET	SU9V-R01180	18
MURATA	PLA10AN2230R4D2	22
SCHAFFNER	RN102-0.3-02-22M	22
WÜRTH ELEKTRONIK	7446630047	47

## 2.4 Resultados experimentales

Para validar y calibrar el alcance del método de caracterización de CMCs que hemos descrito en los apartados anteriores, en este apartado lo aplicaremos a varios CMCs comerciales.

Un primer paso fundamental para validar nuestro análisis ha sido verificar que todos los CMCs medidos en la configuración OC de la Figura 2.6c muestran el comportamiento resonante que predice el análisis modal de la Sección 2.2. Se han medido CMCs de varios fabricantes con diferentes inductancias (enumeradas en la Tabla 2.3) y no se han encontrado excepciones a ese comportamiento. Un ejemplo típico de esto se muestra en la Figura 2.9. Aunque se pueden observar resonancias adicionales en algunos casos cuando se aproximan a frecuencias del orden de 100 MHz [85], las resonancias de CM y DM siempre aparecen por debajo de 30 – 50 MHz.

Otro aspecto que conviene verificar es si, en general, nuestro método es capaz de proporcionar un modelo de circuitos del CMC que resulte suficientemente preciso en un rango de frecuencias suficientemente amplio y con interés práctico. Para ello, hemos medido una amplia muestra de CMCs. La lista de la Tabla 2.3 enumera los CMCs de diferentes fabricantes que cubren una amplia gama de inductancias nominales y con núcleos compuestos de diferentes materiales (polvo de hierro, ferrita y nanocristalino). Para estos CMCs comerciales, hemos obtenido los parámetros de alta frecuencia de  $|S_{21}^{OC}|$  medidos en la configuración OC de la Figura 2.6c (curvas OC) utilizando una técnica de extracción de parámetros que

**Tabla 2.4** Descripción y parámetros extraídos de los CMCs caracterizados.

Fabricante y número de componente	$L$ (mH) datasheet	$L_{CM}$ (mH)	$L_{DM}$ (nH)	$C_w$ (pF)	$C_t$ (pF)	$R_1$ (k $\Omega$ )	$R_2$ (k $\Omega$ )
KEMET SC-02-30G	3	7.19	6.69	0.90	2.54	34.3	17.5
WÜRTH ELEKTRONIK 7446121007	6.8	16.9	12.8	5.35	5.56	40.9	20.6
KEMET SU9V-R01180	18	63.4	167	1.20	13.0	273	42.3
MURATA PLA10AN2230R4D2B	22	72.2	192	0.16	3.40	759	59.2
WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008	8	3.47	8.75	0.27	1.76	23.9	11.2

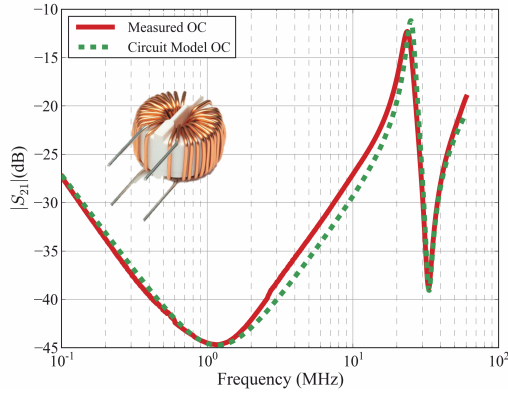
hace uso de GAs. Luego, para estudiar la utilidad del modelo de circuito obtenido para el CMC, hemos comparado la respuesta real de los CMC cuando se miden en las configuraciones CM y DM de la Figura 2.6a y la Figura 2.6b con las respuestas predichas por el modelo del CMC de la Figura 2.10 para estas configuraciones. Todas las curvas  $|S_{21}|$  se han medido con un Rhode & Schwarz ZND VNA<sup>6</sup> en un rango de frecuencias (100 KHz–30 MHz) que cubre el rango de medida de emisiones conducidas en muchas normativas de EMC [113, 114].

Siguiendo la estrategia de validación mencionada anteriormente, hemos obtenido buenos resultados en la mayoría de los casos. Como ejemplo, la Figura 2.13 compara las curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC KEMET SC-02-30G (3 mH) que se incluye en la Tabla 2.4. Es interesante destacar que la curva OC a bajas frecuencias coincide con la curva CM, como se esperaba de la explicación proporcionada en la Sección 2.2. Además, ambas curvas y también la curva DM están bien aproximadas por el modelo de alta frecuencia con los parámetros proporcionados por nuestro método, que se incluyen en la Tabla 2.4.

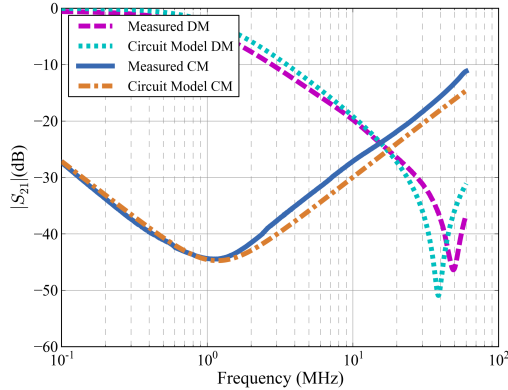
Otro ejemplo se muestra en la Figura 2.14. Esta figura muestra los resultados para un CMC encapsulado de casi 7 mH (WÜRTH ELEKTRONIK 7446121007 en la Tabla 2.4). Este CMC tiene frecuencias de resonancia ligeramente más bajas y, una vez más, las curvas CM y DM se aproximan correctamente hasta frecuencias del orden de unas pocas decenas de MHz por el modelo de alta frecuencia de la Figura 2.10 con los parámetros obtenidos por nuestro método, que se recopilan en la Tabla 2.4.

En la Figura 2.15 se analiza un CMC con una construcción diferente a la de los anteriores. Este CMC (KEMET SU9V-R01180 en la Tabla 2.4) está construido con devanados en Sección, como muestra la fotografía que se inserta en la Figura 2.15. En esta figura se puede observar una buena concordancia entre los resultados medidos y las curvas calculadas con los parámetros obtenidos de la curva OC del CMC. Hay que tener en cuenta que en este caso, la capacidad parásita propia del bobinado ( $C_t$ ) proporcionada por nuestro método (que se muestra en la Tabla 2.4) es mayor que la de los CMCs anteriores. Esto probablemente se deba a los bobinados multicapa utilizados en este CMC. Esta alta  $C_t$ , junto con la mayor

<sup>6</sup> Dado que sólo se necesitan las magnitudes de  $S_{21}$ , se puede usar un analizador de espectro para el mismo fin.



(a) Circuito Abierto (OC).



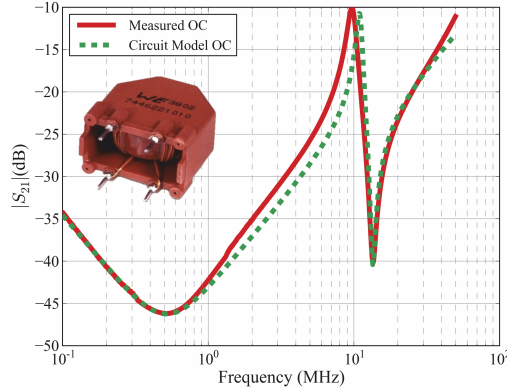
(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 2.13** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado KEMET SC-02-30G (3mH) en la Tabla 2.4.

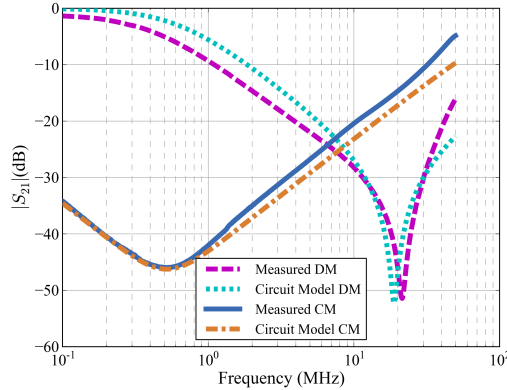
inductancia del CMC, explica las frecuencias relativamente bajas de resonancia de este CMC. De hecho, teniendo en cuenta que  $L_{CM} \approx 2L$ , la inductancia CM  $L_{CM} = 63.4$  mH obtenida para este CMC corresponde a una  $L$  muy superior al valor de 18mH (medido a 1kHz) que se le asigna en la hoja de datos del componente. Este ejemplo pone de manifiesto la importancia de una caracterización adecuada para estimar la respuesta real de los CMC a altas frecuencias.

#### 2.4.1 Aplicación a la fabricación de un filtro EMI

Del análisis de los resultados anteriores y también de los resultados obtenidos para todos los CMCs de la Tabla 2.3 podemos concluir que, en general, nuestro método proporciona un modelo preciso del CMC para una excitación CM (curva CM) y



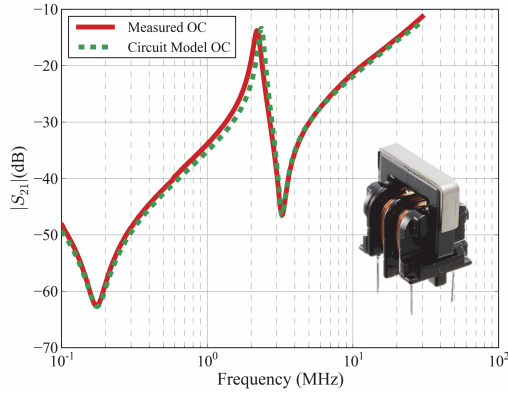
(a) Circuito Abierto (OC).



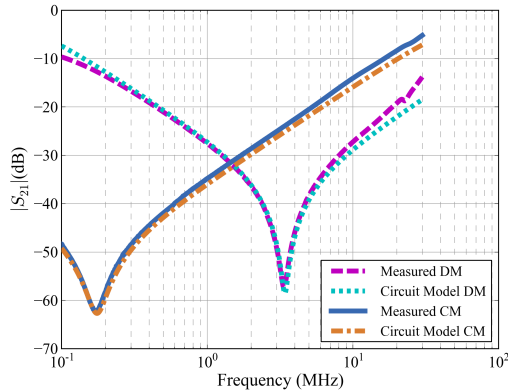
(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 2.14** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 7446121007 (6.8 mH) en la Tabla 2.4.

una buena aproximación de la respuesta DM del CMC. Para estudiar la mejora real proporcionada por el modelo de alta frecuencia obtenido para los CMCs en la predicción de las emisiones de ruido CM y DM de un sistema, es ilustrativo medir la atenuación de un filtro EMI práctico que incluye un CMC. Para este fin, hemos construido un filtro EMI siguiendo un esquema clásico con dos condensadores  $C_Y$  de película delgada y un condensador  $C_X$  colocado a ambos lados de un CMC [46,66]. En cuanto al CMC, hemos utilizado el modelo KEMET SC-02-30G ya analizado en la Figura 2.13 y cuyos elementos parásitos se muestran en la Tabla 2.4. Una imagen de ese filtro se muestra en la Figura 2.17. Para este filtro, hemos medido el coeficiente de transmisión,  $|S_{21}|$ , para el ruido CM y DM. Para este fin, hemos utilizado las conexiones CM y DM de la Figura 2.6, donde los terminales



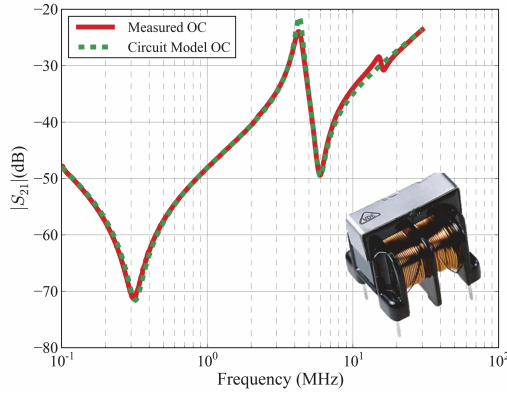
(a) Circuito Abierto (OC).



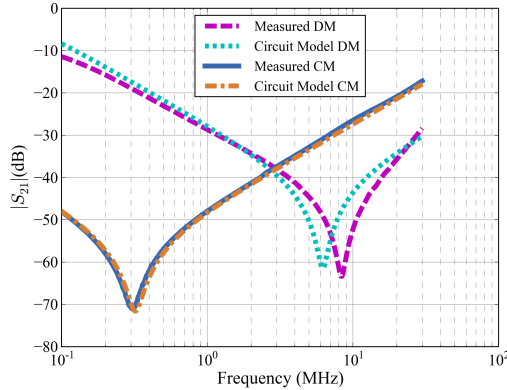
(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 2.15** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado como KEMET SU9V-R01180 (18 mH) en la Tabla 2.4.

etiquetados en esa figura como 1 y 2 (entrada) corresponden a los conectores que se muestran en el lado izquierdo del filtro en la Figura 2.17 y los terminales etiquetados como 3 y 4 (salida) corresponden a los conectores que se muestran en el lado derecho en Figura 2.17. Los resultados se muestran en la Figura 2.18. En esos gráficos también hemos incluido las curvas  $|S_{21}|$  obtenidas mediante simulación con Pspice de un modelo de circuitos del filtro que incluye las resistencias serie equivalentes (ESR) y las ESL de los condensadores. Estos parásitos los hemos medido, obteniendo valores de 12 nH y 40 mΩ para cada condensador [94]. La curva de puntos en la Figura 2.18a corresponde a la atenuación del ruido CM predicho con este modelo de circuitos sin capacidad parásita  $C_t$  incluida en el modelo del CMC. Se puede observar que, por encima de 1 MHz, la atenuación que este modelo predice para un ruido CM es mucho mayor que la atenuación proporcionada en

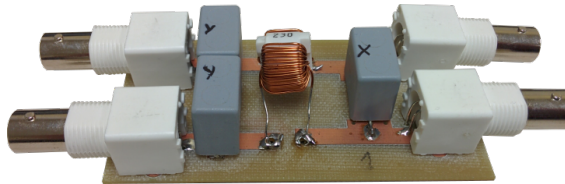


(a) Circuito Abierto (OC).

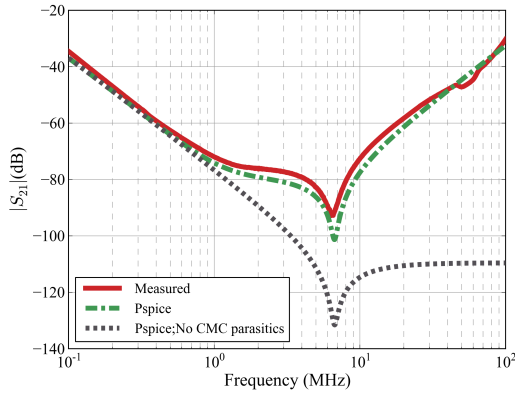


(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

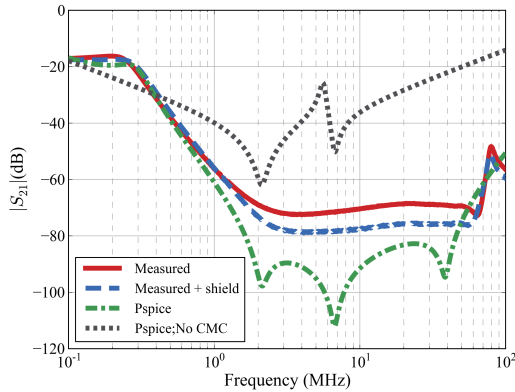
**Figura 2.16** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado MURATA PLA10AN2230R4D2B (22mH) en la Tabla 2.4.



**Figura 2.17** Filtro EMI construido con dos condensadores  $C_Y$  de 47nF, un condensador  $C_X$  de 470nF y un CMC etiquetado como KEMET SC-02-30G en la Tabla 2.4.



(a) Modo Común.



(b) Modo Diferencial.

**Figura 2.18** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI y descrito en la Figura 2.17.

realidad por el filtro. Sin embargo, al incluir el modelo del CMC obtenido con nuestro método, la curva  $|S_{21}|$  proporcionada por el modelo de circuitos coincide muy bien con la curva medida. Esto pone de manifiesto la necesidad de llevar a cabo una adecuada caracterización del CMC para obtener un modelo preciso de un filtro EMI. También sirve como ejemplo de los buenos resultados que típicamente proporciona el método de caracterización de CMCs descrito en el presente trabajo.

En cuanto a la respuesta del filtro ante una excitación en modo diferencial, la atenuación medida y predicha del ruido DM proporcionada por el filtro se muestra en la Figura 2.18b. La línea de puntos en la Figura 2.18b se obtiene con un modelo del filtro que ignora el efecto del CMC. Los dos picos de resonancia que aparecen en esa curva están asociados con las resonancias de los circuito RLC serie correspondientes a los condensadores  $C_X$  y  $C_Y$ . Al comparar esta curva con



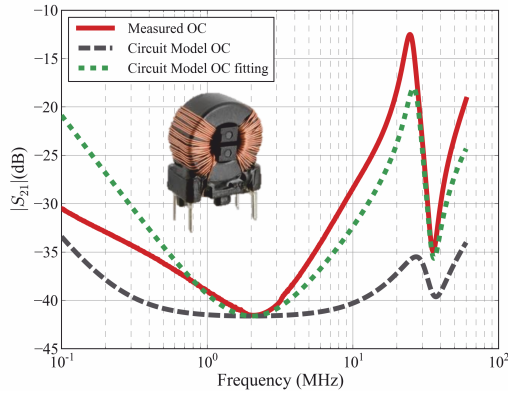
las dos curvas experimentales, incluidas en la misma figura, está claro que el efecto de los parámetros de alta frecuencia del CMC no se puede ignorar. De hecho, la Figura 2.18b muestra que cuando la inductancia de fuga  $L_{DM}$  y las capacitancias parásitas  $C_t$  y  $C_w$  del CMC se incluyen en el modelo del filtro, la atenuación DM predicha es mucho más cercana a la realmente medida. Es interesante observar que en el caso DM, la coincidencia entre los datos experimentales y simulados no es tan cercana como la obtenida para las curvas CM de la Figura 2.18a. Este efecto ha sido observado previamente por otros autores [84], y ha sido atribuido a los efectos de acoplamiento entre los condensadores y el CMC [60]. Hemos verificado esto mediante un experimento sencillo consistente en insertar dos cuadrados de  $5\text{cm} \times 5\text{cm}$  de cinta de cobre (sin conexión a tierra) entre el CMC y los condensadores. La curva medida en esta configuración se representa con una línea adicional, etiquetada como *measured+shield*, en la Figura 2.18b. Esa curva muestra que el blindaje magnético que proporcionan las láminas de cobre hace que la atenuación del filtro aumente en casi 10 – dB en el rango de frecuencia de 2 – 40MHz, acercándose a la atenuación predicha por nuestro modelo de circuito. Esto confirma que las discrepancias entre las atenuaciones medidas y calculadas se deben al mencionado efecto de acoplamiento mutuo. Debe aclararse que este efecto es mucho más débil en el caso CM debido al hecho de que el campo magnético de fuga es muy pequeño para un CMC excitado en modo común, como se verá en el Capítulo 5.

En resumen, los resultados de la atenuación de un filtro EMI real muestran que el modelo de alta frecuencia del CMC descrito anteriormente puede mejorar en gran medida la precisión en la predicción de la atenuación proporcionada por el filtro. Además, muestran que, al menos para la ubicación típica de los componentes, el ruido DM es muy sensible al acoplamiento mutuo entre los componentes. En estas condiciones el impacto de los acoplamientos mutuos también debe ser considerado en el análisis si se desea un modelo muy preciso del filtro [115].

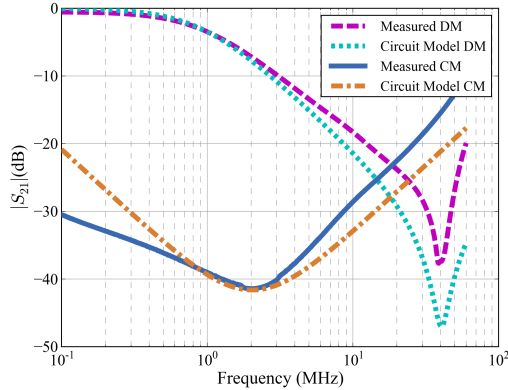
#### 2.4.2 Extensión del método a CMCs con núcleo nanocristalino

Los resultados analizados en las secciones precedentes muestran que, en general, el método propuesto en este trabajo proporciona una buena aproximación de la atenuación CM de un CMC junto con una buena aproximación de la respuesta DM del CMC. Esto podría ser muy útil para predecir el comportamiento real de los filtros EMI, especialmente cuando se considera la simplicidad de la técnica de medida y del procedimiento para la extracción de los parámetros del modelo de circuito. Sin embargo, el método que se propone en este trabajo para caracterizar CMCs puede dar lugar a resultados poco precisos en casos en los que la permeabilidad del núcleo del CMC presente una rápida variación con la frecuencia, como sucede típicamente con CMCs que poseen un núcleo de material nanocristalino [67, 90, 116].

Como ejemplo, la Figura 2.19 muestra los resultados obtenidos con un CMC nanocristalino de 8mH (WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 en la Tabla 2.4). La línea discontinua de color gris en la Figura 2.19a es la curva OC obtenida por el modelo de circuitos de la Figura 2.10 cuyos parámetros se han extraído partiendo



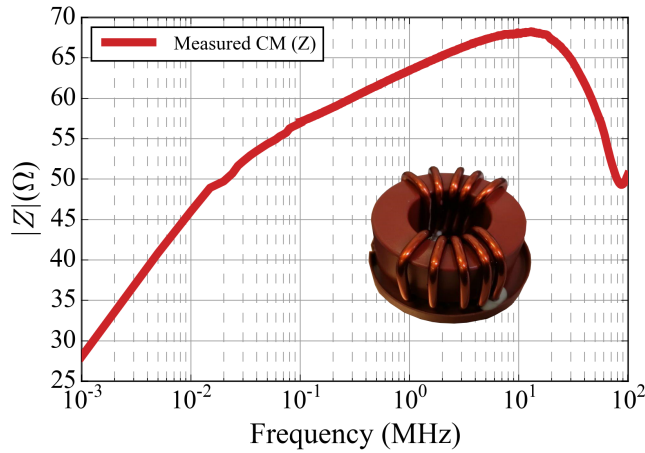
(a) Circuito Abierto (OC).



(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 2.19** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y etiquetado como WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 (8 mH) en la Tabla 2.4.

de las medidas realizadas con un LCR *meter* siguiendo el procedimiento alternativo descrito anteriormente. Mientras que para la mayoría de los CMCs analizados previamente la curva proporcionada por el modelo de circuitos generalmente presenta un buen ajuste con la medida, en este caso se puede observar que la curva OC calculada no se aproxima a la curva OC medida. Sin embargo, cuando se hace uso de GAs se obtiene una mejor aproximación (aunque sin ser lo bastante precisa). Esto se representa mediante la línea de puntos de color verde en la Figura 2.19a. Los parámetros de la Tabla 2.4 para este CMC corresponden a esa curva de ajuste. Una inspección de los parámetros de la Tabla 2.4 para este CMC revela que la aproximación de la curva OC experimental requiere de una reducción significativa de la inductancia CM ( $L_{CM}$ ) del CMC con respecto al valor nominal. Esto se



**Figura 2.20** Impedancia frente a la frecuencia del choke nanocristalino Vacuumschmelze 6123-X248 excitado en modo común.

explica por la abrupta disminución de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia que típicamente muestran los materiales nanocrystalinos [90, 116]. Esta rápida variación de la permeabilidad del núcleo no es posible tenerla en cuenta con el modelo de circuitos sencillo de la Figura 2.10.

Cabe entonces preguntarse bajo que condiciones un modelo de circuitos razonablemente simple puede dar cuenta de la dependencia con la frecuencia de un CMC nanocrystalino. A modo de ejemplo, la Figura 2.20 muestra la impedancia frente a la frecuencia de un CMC nanocrystalino concreto. Puede observarse que en el rango de 1 kHz – 20 kHz la pendiente de la impedancia es de 20 dB/dec, mientras que entre 20 kHz – 10 MHz la pendiente que muestra la impedancia es inferior a 20 dB/dec. En otras palabras, en el rango de 1 kHz – 20 kHz el CMC presenta un comportamiento puramente inductivo. Sin embargo, a partir de 20 kHz hasta su resonancia propia (entorno a los 10 MHz) sigue presentando un comportamiento inductivo pero con pérdidas crecientes conforme aumenta la frecuencia. A partir de 10 MHz aparece una resonancia y la impedancia pasa a tener un comportamiento puramente capacitivo<sup>7</sup>, es decir la impedancia del CMC decae con una pendiente de  $-20$  dB/dec.

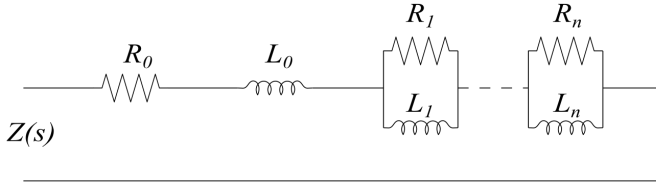
La teoría de síntesis de circuitos demuestra que las condiciones necesarias y suficientes para que una función racional  $F(s)$  sea la función de impedancia de un circuito RL son [70]:

- $F(s)$  es una función positiva real.
- $F(s)$  tiene polos solo en el eje real negativo y no son complejo conjugados.

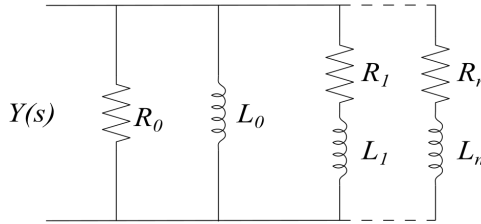
<sup>7</sup> Existen CMCs cuyo núcleo presenta una permitividad eléctrica variable con la frecuencia. El modelado de este efecto es análogo al que se presenta para la variación de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia. No obstante, no es el objeto del presente trabajo y se plantea como línea futura de investigación.

- $F(s)/s$  tiene residuos reales positivos en sus polos.
- $F(0)$  es una constante positiva o cero.

Estas condiciones necesarias y suficientes se cumplen si se utilizan únicamente elementos inductivos y resistivos en la función de impedancia que se pretende encontrar [70]. Merece la pena destacar que cada función de impedancia de dos elementos tiene al menos cuatro realizaciones, dos formas Foster (Foster I y Foster II) y dos Cauer (Cauer I y Cauer II) [70, 117]. Las realizaciones circuitales según Foster y Cauer se muestran en la Figura 2.21 y la Figura 2.22 respectivamente. De esta forma, es posible encontrar una función de impedancia  $Z(s)$  que modele el comportamiento de un CMC cuya permeabilidad del núcleo presenta una variación rápida con la frecuencia [71, 90, 118–122].



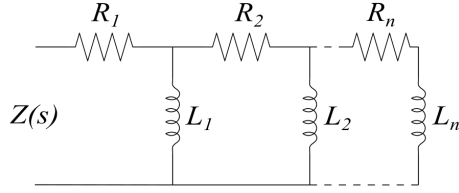
(a) Circuito RL Foster tipo I.



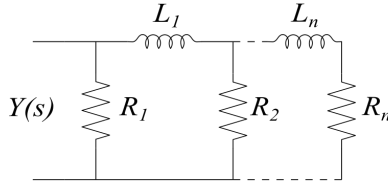
(b) Circuito RL Foster tipo II.

**Figura 2.21** Circuitos RL según Foster (Fuente [70]).

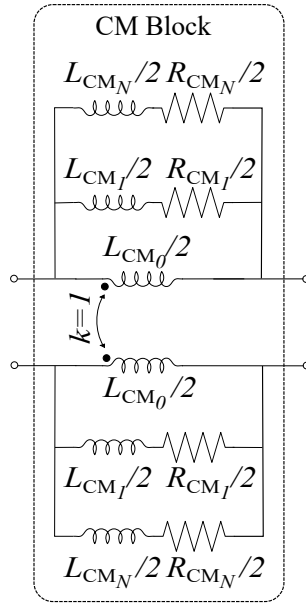
La Figura 2.23 presenta una posible implementación de un modelo de circuitos mejorado para el bloque CM de la Figura 2.10. Como se puede observar, se ha optado por una realización circuital LR Foster de tipo II [70] debido a que su implementación en admitancias es más sencilla. La mejora que se ha introducido ha consistido en añadir parejas de ramas RL en paralelo a la inductancia  $L_{CM}$ , ahora denominada como  $L_{CM0}$ . Como podremos comprobar, este modelo permite tener en cuenta la variación de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia que típicamente muestran los materiales nanocristalinos [71, 90, 116]. Para verificar esto, se han medido varios CMCs nanocristalinos de diferentes fabricantes. La Tabla 2.5 recopila la lista de CMCs medidos. Para estos CMCs comerciales, hemos obtenido los parámetros de alta frecuencia de  $|S_{21}^{OC}|$  medidos en la configuración OC de la Figura 2.2.5 usando GA.



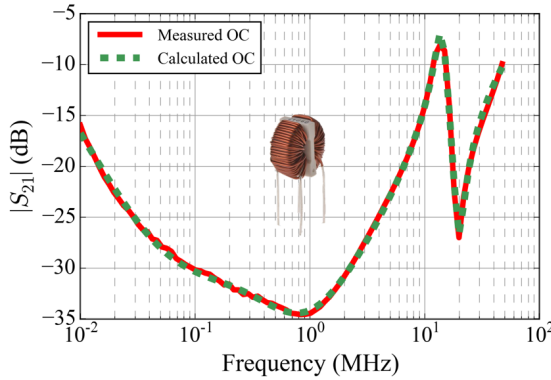
(a) Circuito RL Cauer tipo I.



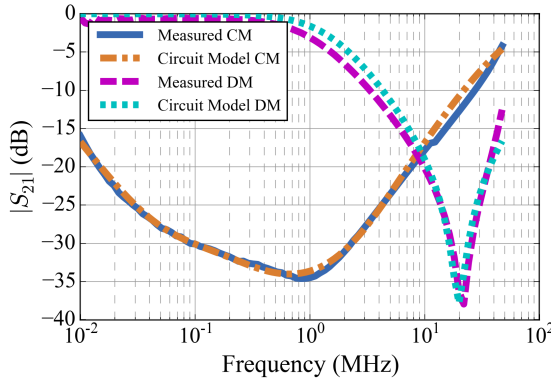
(b) Circuito RL Cauer tipo II.

**Figura 2.22** Circuitos RL según Cauer (Fuente [70]).

**Figura 2.23** Modelo de circuito CM de un 2P-CMC en la región inductiva.

A modo de ejemplo, la Figura 2.24a compara las curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el CMC KEMET SCF20-05-1100 (11 mH) en el rango en frecuencias de 10 kHz hasta 30 MHz. Los parámetros, recogidos en la Tabla 2.5, se han extraído mediante



(a) Circuito Abierto (OC).

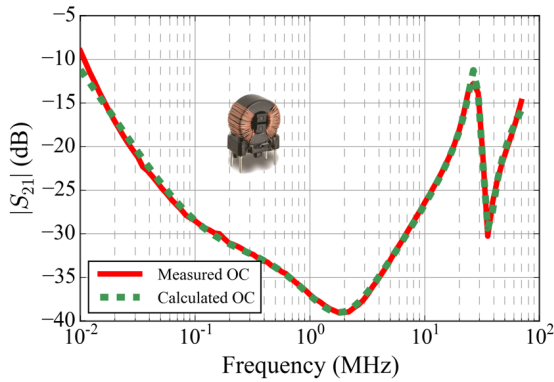


(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

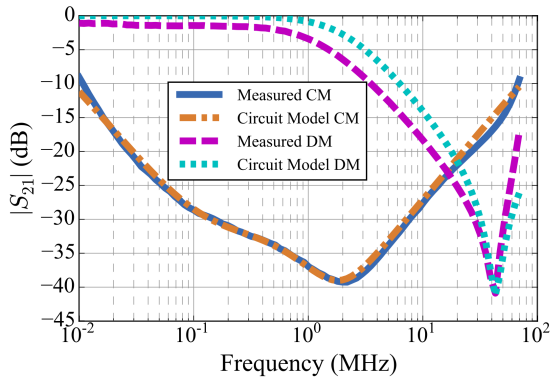
**Figura 2.24** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas el CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba e identificado KEMET SCF20-05-1100 (11 mH) en la Tabla 2.5.

GA, tal como se indica más arriba. Usando el bloque CM de la Figura 2.23 en lugar del representado en la Figura 2.10 en el modelo de circuito del CMC, se consigue un buen ajuste en la región inductiva correspondiente al comportamiento CM del CMC de la curva OC. En este caso, se requiere de dos ramas RL conectadas en paralelo ( $k = 2$ ) a la inductancia CM  $L_{CM0}$ . Tal y como se puede observar en la Figura 2.24b, las curvas CM y DM se aproximan correctamente con los parámetros obtenidos.

La Figura 2.25a muestra los resultados para el CMC WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 (8 mH) entre 10 kHz y 50 MHz. Los parámetros obtenidos se recogen en la Tabla 2.5. Estos resultados muestran un buen ajuste entre las curvas  $|S_{21}|$  medidas y las proporcionadas por el modelo de la Figura 2.23 con dos ramas RL en paralelo ( $k = 2$ ). También las curvas CM y DM se aproximan bastante bien. Esto contrasta con los resultados de la Figura 2.19, que muestran que este mismo CMC



(a) Circuito Abierto (OC).



(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 2.25** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas el CMC nanocrystalino mostrado en la figura de arriba y e identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 (8mH) en la Tabla 2.5.

no puede modelarse con precisión usando el modelo más sencillo de la Figura 2.10.

Estos ejemplos ponen de manifiesto que para algunos CMCs la dependencia con la frecuencia de su permeabilidad puede hacer necesario utilizar un modelo de circuitos más complejo para aproximar adecuadamente su respuesta. Sin embargo, es interesante destacar que las curvas  $|S_{21}^{OC}|$  de estos CMCs siguen mostrando el comportamiento con una doble resonancia, y que la interpretación física de esas resonancias que hemos presentado en este capítulo sigue siendo válida. Así, en esos casos, la medida de la curva OC sigue permitiendo una rápida predicción cualitativa del comportamiento esperado del CMC en todo el rango de frecuencia por simple inspección de la curva medida, independientemente del hecho de que sea necesario usar un modelo con mayor número de componentes para aproximar correctamente la respuesta del CMC.

**Tabla 2.5** Descripción y parámetros extraídos de los 2P-CMCs nanocristalinos caracterizados, donde  $k$  indica el número de ramas RL en el modelo de circuitos de la Figura 2.23.

Fabricante y número de componente	$L$ (mH) datasheet	$k$	$L_{CM_0}$ (mH)	$L_{CM_1}$ (mH)	$R_{CM_1}$ (k $\Omega$ )	$L_{CM_2}$ (mH)	$R_{CM_2}$ (k $\Omega$ )	$L_{CM_3}$ (uH)	$R_{CM_3}$ (k $\Omega$ )	$R_{CM_4}$ (k $\Omega$ )	$C_1$ (pF)	$C_w$ (pF)	$L_{DM}$ (uH)	$R_{DM}$ (k $\Omega$ )
WÜRTH ELEKTRONIK 7448050219  KEMET SCF20-05-1100	190	2	493.67	202.90	32.59	-	52.33	-	-	-	56.87	0.012	85.35	14.98
	11	2	20.14	16.54	21.44	0.28	10.23	-	-	-	12.29	0.14	5.24	3.83
WÜRTH ELEKTRONIK 7448012002	1.6	3	2.20	1.39	32.51	0.79	4.46	11.86	7.97	-	0.98	2.22	0.32	18.44
WÜRTH ELEKTRONIK 7448031002	2	4	2.01	1.10	2.18	0.81	30.78	0.32	6.46	4.94	0.66	1.16	0.43	7.29
WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008	8	2	10.87	3.72	14.67	0.05	20.73	-	-	-	3.68	1.68	3.60	5.68



## 2.5 Conclusiones

En este capítulo se ha partido de la consideración de un 2P-CMC como un circuito de cuatro puertos y se ha demostrado que es posible analizar simultáneamente sus respuestas a excitaciones en modo común y en modo diferencial con una sola medida. Esta medida consiste en excitar uno de los devanados del 2P-CMC mientras se mantiene el otro devanado en circuito abierto (conexión OC). La principal ventaja que ofrece este método de caracterización frente a los métodos anteriormente propuestos en la literatura es su sencillez, puesto que puede llevarse a cabo sin circuitos auxiliares y con una instrumentación también relativamente sencilla y accesible.

El método de caracterización de 2P-CMCs que se ha presentado en este capítulo se basa en un análisis modal de un circuito que modela los efectos parásitos que aparecen en 2P-CMCs. Este análisis permite obtener expresiones analíticas para los coeficientes de transmisión de las diferentes configuraciones de conexión del 2P-CMC y expresiones de forma cerrada para sus frecuencias de resonancia. Esto nos ha permitido desarrollar algoritmos para hallar los principales parámetros del modelo de circuitos que determinan el comportamiento de alta frecuencia de un CMC.

Un aspecto muy interesante del análisis y el método de caracterización descrito en este capítulo es que ofrecen una comprensión del significado físico de las resonancias que se observan en el coeficiente de transmisión de un 2P-CMC excitado en la configuración OC propuesta. Una utilidad de esto es que hace posible evaluar, por simple inspección de esa curva, la idoneidad de ese CMC para reducir las emisiones de ruido de un equipo en un cierto rango de frecuencias, facilitando la comparación entre CMCs disponibles y la elección del 2P-CMC más apropiado para una aplicación determinada. Además, el método desarrollado para estimar los parásitos que deterioran el comportamiento real de un CMC a altas frecuencias permite construir un modelo de circuitos del 2P-CMC válido en un rango amplio de frecuencias, lo que puede utilizarse para incrementar la precisión del modelo de un equipo completo. Por ejemplo, para predecir mediante simulación las emisiones de un convertidor de potencia en el rango de frecuencias donde habitualmente la normativa de EMC impone límites a las emisiones conducidas.

La validación del procedimiento de caracterización de CMCs que aquí se propone se ha llevado a cabo mediante la caracterización de diferentes 2P-CMCs comerciales con un amplio rango de inductancias y con núcleos de diferentes materiales. Se ha comparado la atenuación medida para esos 2P-CMCs, tanto para CM como para DM, con la atenuación predicha por el modelo de circuitos del 2P-CMC obtenido en la caracterización. Del análisis de esos resultados llegamos a la conclusión de que, en general, el método propuesto proporciona una muy buena aproximación para la respuesta CM del 2P-CMC y una buena aproximación de la atenuación DM en un rango de frecuencias suficientemente amplio. Además, se ha comprobado experimentalmente que el modelo de un 2P-CMC que es capaz de proporcionar este método permite mejorar significativamente el modelo de alta frecuencia de un filtro EMI con una configuración típica que incluye al 2P-CMC.



## 3 Caracterización de Chokes de Modo Común Trifásicos

---

Existen numerosas aplicaciones en el ámbito de la ingeniería eléctrica donde la corriente de alimentación es a tres hilos o trifásica. Una de las muchas aplicaciones donde estos sistemas eléctricos están presentes es en las aeronaves, que a su vez se combinan con sistemas DC. La interconexión entre ambos sistemas se consigue haciendo uso de rectificadores trifásicos. De esta manera, se transforma la alimentación trifásica de los sistemas aeronáuticos de  $115V_{\text{RMS}}$  y 400Hz que se genera en los motores de la aeronave a los buses HVDC de  $270V_{\text{DC}}$ . A su vez, estos convertidores requieren de un filtro EMI trifásico para atenuar las emisiones conducidas. Estos filtros suelen incluir chokes de modo común de tres fases para reducir las emisiones en modo común.

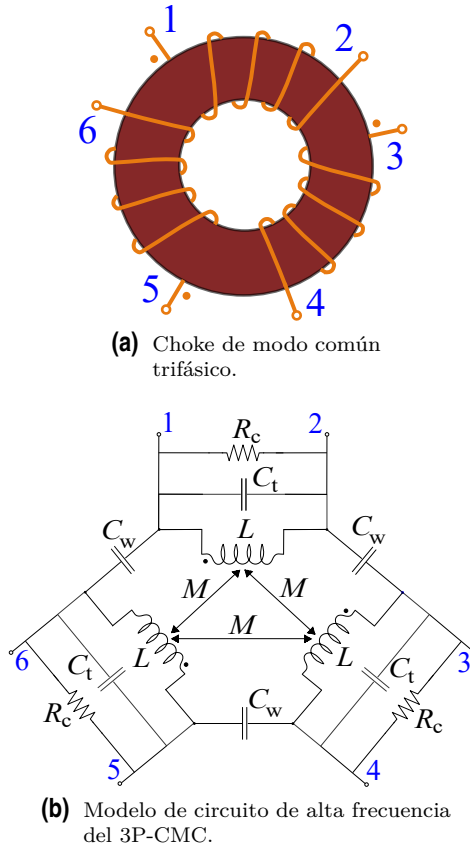
En este capítulo se aborda la generalización de la técnica de caracterización de chokes de modo común de dos fases que se ha presentado en el capítulo anterior para el caso de chokes de modo común trifásicos. En primer lugar se realiza un análisis modal de un modelo de circuitos de alta frecuencia del choke de modo común de tres fases considerado como un dispositivo de seis puertos. Se demuestra que cuando se excita con un montaje simple, equivalente a la configuración de circuito abierto utilizada para chokes de dos fases, el coeficiente de transmisión medido presenta una pareja de resonancias que pueden relacionarse con las excitaciones en modo común y en modo diferencial del choke de modo común trifásico. Esto nos permite desarrollar un método para determinar los parámetros de alta frecuencia del modelo de circuito propuesto a partir del resultado de esta medida. Para verificar la precisión de este método de caracterización, se miden diferentes chokes de modo común de tres fases y se compara el comportamiento previsto por el modelo con las respuestas medidas.

### 3.1 Análisis modal de CMCs trifásicos como red de 6 puertos

La Figura 3.1 muestra una representación esquemática de un choke de modo común trifásico (3P-CMC del inglés *3-Phase Common Mode Choke*) junto con un modelo de circuito de parámetros concentrados del 3P-CMC. Este modelo puede considerarse como una generalización del modelo propuesto en [61] para el 2P-CMC. El modelo incluye tres devanados iguales acoplados magnéticamente que determinan la respuesta a baja frecuencia del CMC. Además, se han añadido en el modelo las capacidades parásitas propias de los devanados ( $C_t$ ), así como la capacidad parásita entre los devanados ( $C_w$ ) para tener en cuenta los acoplamientos eléctricos que determinan el comportamiento de alta frecuencia de un 3P-CMC [123]. En este modelo, las pérdidas dentro del material magnético se tienen en cuenta colocando resistencias ( $R_c$ ) en paralelo con los inductores acoplados. Merece la pena destacar que este modelo no considera los acoplamientos capacitivos adicionales que pueden aparecer entre los nodos no adyacentes de los devanados, es decir las capacidades parásitas cruzadas. Esta aproximación simplifica en gran medida el problema y puede justificarse por la construcción física de los 3P-CMCs en la mayor parte de los casos prácticos, donde la distancia entre nodos no adyacentes es considerablemente mayor que la distancia entre nodos adyacentes.

Considerando el circuito mostrado en la Figura 3.1b como una red de seis puertos, el modelo presentado del 3P-CMC se puede caracterizar por una matriz de admitancias ( $[Y]$ ) de  $6 \times 6$ , que relaciona corrientes y voltajes (referidos a tierra) en los seis puertos. Esta matriz de admitancias se puede obtener fácilmente mediante un análisis del circuito, tal y como se describe en el Apéndice A.2. Podemos realizar un análisis modal (Apéndice A.2) calculando los vectores propios de voltaje (modos) que diagonalizan  $[Y]$ . De esta manera, la respuesta del 3P-CMC a una excitación particular puede expresarse en términos de las admitancias (valores propios) de los modos excitados para esa conexión particular del 3P-CMC. Es interesante recordar que para un 2P-CMC tanto el CM como el DM aparecen directamente como dos de los cuatro modos naturales del circuito (modos H y D respectivamente), tal y como se demostró en el Capítulo 2. Para estos modos CM y DM, las admitancias corresponden a las de una conexión LCR paralela, donde el componente inductivo es  $L_{CM} = L + M$  para el CM y  $L_{DM} = L - M$  (la inductancia de fuga) para el DM. Estos modos CM y DM corresponden a modos pares e impares con respecto al plano de simetría del 2P-CMC [61].

Un análisis del 3P-CMC de la Figura 3.1b, que carece de este plano de simetría, revela que en este caso tenemos seis modos. Los vectores propios y los valores propios (admitancias) de estos modos se recogen en la Tabla 3.1. Se puede ver que existe un modo C, que corresponde a una excitación simultánea de todos los terminales con el mismo voltaje, y cuya admitancia es  $Y_C = 0$  debido a que no tenemos en cuenta la capacidad parásita a tierra, lo cual es una aproximación razonable [61, 123]. Además, existe un modo CM correspondiente a una excitación de todos los devanados con la misma caída de voltaje. La componente inductiva de la admitancia  $Y_{CM}$  de este modo es  $L_{CM} = L + 2M$ , es decir, la inductancia de modo común del 3P-CMC [123]. Los cuatro modos restantes se pueden identificar

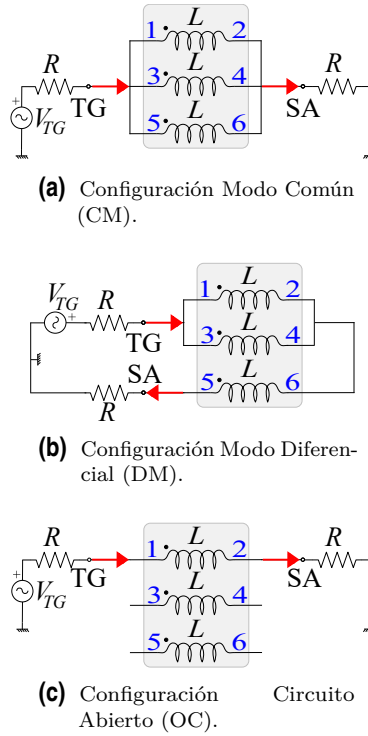


**Figura 3.1** Representación y modelo de circuito de un 3P-CMC.

como modos diferenciales porque sus admitancias se expresan en términos de  $Y_{DM}$ , cuya componente inductiva es la inductancia de fuga  $L_{DM} = L - M$ . Además, se debe de tener en cuenta que para estos cuatro modos, la suma de las caídas de voltaje aplicadas a los tres devanados es cero:  $(V_1 - V_2) + (V_3 - V_4) + (V_5 - V_6) = 0$  y, por lo tanto, idealmente el flujo magnético en el núcleo debido a las corrientes que fluyen en los tres devanados idénticos es cero, que es la condición general de modo diferencial [123].

La atenuación que proporciona un 3P-CMC para una señal CM o DM puede determinarse midiendo la magnitud del coeficiente de transmisión,  $|S_{21}|$ , cuando el 3P-CMC está conectado como se indica en la Figura 3.2a y la Figura 3.2b, respectivamente. Para este fin se puede utilizar un SA con TG o un VNA. Alternativamente, como veremos, la configuración simple nuevamente denominada configuración OC, que se muestra en la Figura 3.2c, se puede usar para extraer información valiosa sobre las respuestas CM y DM de un 3P-CMC con una sola medida.

Del análisis modal, resumido en la Tabla 3.1, es posible obtener expresiones



**Figura 3.2** Configuraciones experimentales para medir el coeficiente de transmisión de un 3P-CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG).

analíticas para los coeficientes de transmisión (ver Apéndice C) correspondientes a las tres configuraciones de la Figura 3.2. Estos coeficientes de transmisión, junto con sus frecuencias de resonancia, obtenidos de la condición  $S_{21} = 0$  para el caso sin pérdidas ( $R_c = \infty$ ), se dan en la Tabla 3.2 como funciones de las admitancias  $Y_{CM}$  e  $Y_{DM}$  definidas en la Tabla 3.1. En las expresiones de la Tabla 3.2, la resistencia  $R$  se refiere a las resistencias de los puertos de salida y entrada de SA + TG o VNA (generalmente  $R = 50\Omega$ ). Además, la admitancia  $Y_{OC}$  en esa tabla se define como:

$$Y_{OC} = \frac{3Y_{CM}Y_{DM}}{4Y_{CM} + 2Y_{DM}} \quad (3.1)$$

La Tabla 3.2 muestra que la admitancia  $Y_{CM}$  aparece en la expresión del coeficiente de transmisión CM ( $S_{21}^{CM}$ ) pero no en la de  $S_{21}^{DM}$ . Esto significa que la configuración DM únicamente excita los modos DM del 3P-CMC y la configuración CM solo excita el modo CM, como se esperaba. Curiosamente, tanto  $Y_{CM}$  como  $Y_{DM}$  aparecen en  $S_{21}^{OC}$  a través de  $Y_{OC}$  (3.1). Esta ecuación revela que  $Y_{OC}$  puede considerarse como el resultado de una conexión en serie de dos impedancias que son directamente proporcionales a  $Y_{CM}$  e  $Y_{DM}$ . En consecuencia, y debido a

**Tabla 3.1** Modos del circuito de la Figura 3.1b, donde:  $B = Y_{DM}/(2Y_w)$  y  $A = \sqrt{1+B(B-1)}$ .

Modo	Excitación\Autovector	Admitancia\Autovalor	
C	$v_C=[1,1,1,1,1]$	$Y_C=0$	
CM	$v_{CM}=[-1,1,-1,1,-1]$	$Y_{CM}=2\left(jw(C_t+C_w)+\frac{1}{jwL_{CM}}\right)$	
DM	$v_{DM1}=[A,-1+B,-A,-B,0,1]$	$\lambda_{DM12}=(2Y_w(1-A)+Y_{DM})/2$	$Y_{DM}=2\left(jwC_t+\frac{1}{jwL_{DM}}\right)$  $Y_w=jwC_w$
	$v_{DM2}=[-B,-A,-1+B,A,1,0]$		
	$v_{DM3}=[-A,-1+B,A,-B,0,1]$	$\lambda_{DM34}=(2Y_w(1+A)+Y_{DM})/2$	
	$v_{DM4}=[-B,A,-1+B,A,1,0]$		

**Tabla 3.2** Coeficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para las configuraciones de la Figura 3.2.

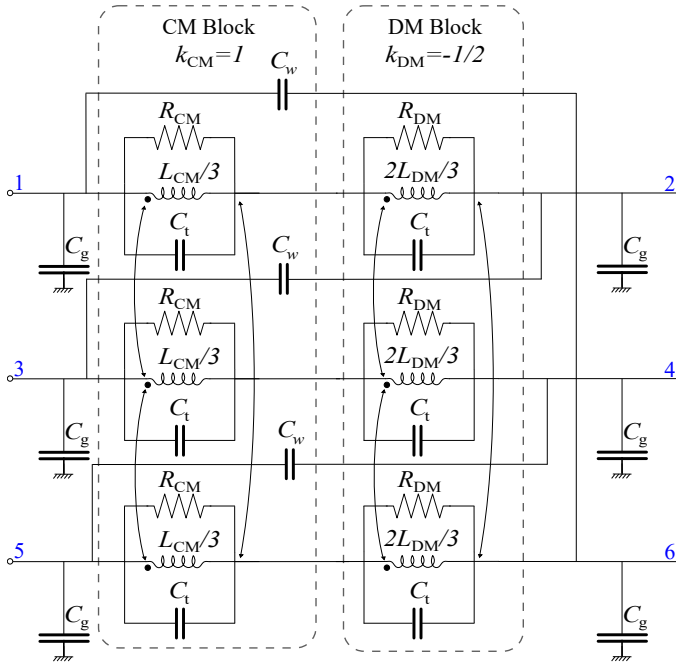
Configuración	Coeficiente de transmisión	Frecuencias de resonancia
CM	$S_{21}^{CM} = \frac{3RY_{CM}}{3RY_{CM}+1}$	$\omega_{CM} = \frac{1}{\sqrt{(C_t+C_w)L_{CM}}}$
DM	$S_{21}^{DM} = \frac{2RY_{DM}+4RY_w}{2RY_{DM}+4RY_w+3}$	$\omega_{DM} = \frac{1}{\sqrt{(C_t+C_w)L_{DM}}}$
OC	$S_{21}^{OC} = \frac{2RY_{OC}}{2RY_{OC}+1}$	$\omega_{OC1} = \omega_{CM}$
		$\omega_{OC2} = \frac{1}{\sqrt{C_t L_{DM}}}$

que la condición de resonancia ( $S_{21}^{OC} = 0$ ) se traduce en  $Y_{OC} = 0$ , esto da lugar en la configuración OC a dos frecuencias de resonancia que se obtienen de las condiciones:  $Y_{CM} = 0$  e  $Y_{DM} = 0$ . Físicamente, esto significa que un 3P-CMC excitado en la configuración OC primero resonará con las corrientes que fluyen en CM (la inductancia  $L_{CM}$  en paralelo con  $C_t + C_w$ ) a una frecuencia  $\omega_{CM}$  y luego también resonará a una frecuencia más alta ( $\omega_{OC2}$  en la Tabla 3.2) con corrientes que fluyen en DM (inductancia  $L_{DM}$  en paralelo con  $C_t$ ). Este análisis demuestra que, a pesar de las diferencias entre los modos y los coeficientes de transmisión encontrados para un 3P-CMC en comparación con un 2P-CMC [61], las características principales de la respuesta a una excitación OC son similares. Este resultado se puede explotar, por lo tanto, de una manera similar. En primer lugar, las características clave de la atenuación proporcionada por un 3P-CMC tanto para el ruido CM como para el ruido DM se pueden predecir con una simple inspección de los  $|S_{21}^{OC}|$  medidos. En segundo lugar, la curva  $|S_{21}^{OC}|$  medida se puede usar para extraer todos los parámetros del modelo de circuito del 3P-CMC, como se detallará en la siguiente sección.

## 3.2 Descripción del método de caracterización

### 3.2.1 Modelo alternativo de circuitos con dos bloques

El análisis expuesto en la sección anterior relaciona la excitación de un 3P-CMC utilizando las configuraciones CM, DM y OC de la Figura 3.2 con la excitación de



**Figura 3.3** Modelo de circuito equivalente de un 3P-CMC con bloques CM y DM, donde  $k_{CM}$  y  $k_{DM}$  son los acoplos CM y DM respectivamente.

los modos de una red de seis puertos. Ese análisis muestra que las admitancias de los modos CM y DM corresponden a dos circuitos RLC paralelos similares pero separados y que estas admitancias se activan en serie en la configuración OC, mientras que el modo DM no se excita en la configuración CM y el modo CM no se excita en la configuración DM. Sobre la base de este análisis, la Figura 3.3 muestra un modelo alternativo y equivalente del 3P-CMC que muestra explícitamente la contribución de las admitancias de los modos CM y DM al separar el modelo del 3P-CMC en dos bloques diferentes. Cada bloque incluye tres inductancias acopladas con coeficientes de acoplamiento  $k_{CM} = +1$  y  $k_{DM} = -1/2$ . El bloque con  $k_{CM} = +1$  (bloque CM en la Figura 3.3) está cortocircuitado para las corrientes DM, mientras que el bloque con  $k_{DM} = -1/2$  (denominado bloque DM) está cortocircuitado por las corrientes CM. Este modelo alternativo es en principio equivalente al de la Figura 3.1b pero presenta varias ventajas. En primer lugar, muestra explícitamente los parámetros que afectan las corrientes CM y DM en el 3P-CMC. Por ejemplo, muestra que las capacidades  $C_w$  no tienen efecto en las corrientes DM y que  $L_{CM}$  afecta a las corrientes CM, mientras que las corrientes DM solamente se ven afectadas por la inductancia  $L_{DM}$ . Además, el modelo de la Figura 3.3 facilita la comprensión de la respuesta del 3P-CMC cuando se excita en la configuración OC como la respuesta de la conexión de dos bloques LCR (bloques CM y DM) en serie.

Una ventaja adicional del uso de dos bloques separados para modelar el 3P-CMC



es que hace que sea más fácil tener en cuenta el comportamiento dependiente de la frecuencia de los parámetros inductivos y resistivos del 3P-CMC en el modelo. De hecho, este modelo nos permite asignar diferentes valores a las resistencias paralelas en cada bloque. De esta manera,  $R_{CM}$  (ver Figura 3.3) explica el comportamiento con pérdidas del 3P-CMC en la resonancia CM (baja frecuencia), mientras que  $R_{DM}$  da cuenta de las pérdidas del 3P-CMC en la resonancia DM (alta frecuencia). Además, el circuito de la Figura 3.3 sugiere que, dado que se espera que la inductancia del CMC varíe con la frecuencia, sería una mejor estrategia tratar a  $L_{CM}$  y  $L_{DM}$  como dos parámetros separados e independientes en lugar de buscar un acoplamiento mutuo  $M$  entre las inductancias  $L$  válidas en todo el rango de frecuencia.

### 3.2.2 Extracción de parámetros del modelo de circuitos

El modelo mejorado del 3P-CMC representado en la Figura 3.3 junto con las expresiones analíticas obtenidas para las frecuencias de resonancia del 3P-CMC en la configuración OC, proporcionadas en la Tabla 3.2, hacen posible diseñar un método para obtener los elementos parásitos que determinan la respuesta de alta frecuencia del CMC a partir de una medida de  $|S_{21}^{OC}|$ , tal y como se detalla a continuación.

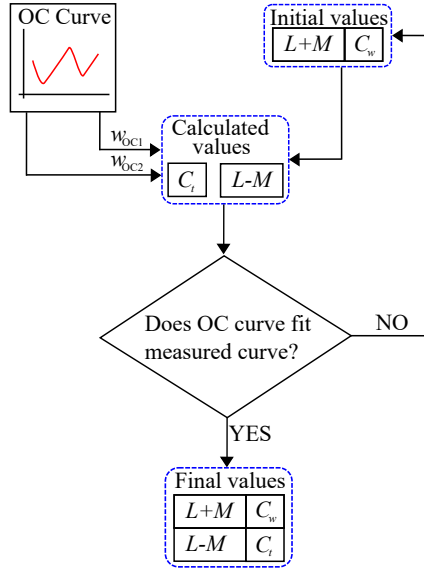
En primer lugar, las resistencias  $R_{CM}$  y  $R_{DM}$  en la Figura 3.3 se pueden obtener de la magnitud de  $S_{21}^{OC}(\omega)$  medido en las dos frecuencias de resonancia,  $\omega_{OC1}$  y  $\omega_{OC2}$ , como:

$$R_{CM} \approx 6R \times 10^{|S_{21}^{OC}(\omega_{OC1})|/20} \quad (3.2)$$

$$R_{DM} \approx 3R \times 10^{|S_{21}^{OC}(\omega_{OC2})|/20} \quad (3.3)$$

Donde las magnitudes de  $S_{21}$  se expresan en decibelios y  $R_{CM}, R_{DM} \gg R = 50\Omega$  (lo cual es cierto en la mayoría de los casos prácticos).

El resto de los parámetros del modelo de la Figura 3.3 ( $L_{CM}$ ,  $L_{DM}$ ,  $C_t$  y  $C_w$ ) se pueden obtener a través de un proceso iterativo cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 3.4. En primer lugar, deben proporcionarse los valores iniciales de  $L_{CM}$  y  $C_w$ . La inductancia  $L_{CM}$  puede aproximarse a tres veces la inductancia de los devanados, que generalmente se puede encontrar en la hoja de datos del CMC. El valor de  $C_w$  generalmente está en el orden de unos pocos picofaradios, por lo tanto, cualquier valor en ese orden de magnitud puede postularse como valor inicial. La capacidad  $C_t$  se puede calcular a partir de  $L_{CM}$  y  $\omega_{OC1}$  (ver Tabla 3.2). Luego, se puede obtener  $L_{DM}$  de  $C_w$ ,  $C_t$  y  $\omega_{OC2}$  (ver Tabla 3.2). Una vez que se hayan calculado los parámetros, la curva OC estimada sobre el rango de frecuencias medido se puede obtener fácilmente usando  $S_{21}^{OC}$  y las expresiones para  $Y_H$  e  $Y_D$  que se proporcionan en la Tabla 3.2. Luego, se puede usar un algoritmo de *curve fitting* [108] para iterar el proceso y encontrar el conjunto de parámetros que mejor se ajustan a la curva OC medida. Una vez que se encuentra un conjunto final de parámetros, las respuestas CM y DM del CMC se pueden predecir usando las expresiones cerradas  $S_{21}^{CM}$  y  $S_{21}^{DM}$  con las admitancias modales que se proporcionan



**Figura 3.4** Diagrama de flujo del método propuesto para calcular los parámetros del modelo de un 3P-CMC.

en la Tabla 3.1. Una característica interesante de este método es que todos los cálculos se realizan utilizando expresiones analíticas. En consecuencia, el proceso de ajuste de curvas es bastante rápido, con tiempos de cálculo típicos por debajo de 1 segundo.

Vale la pena señalar que, en principio, el algoritmo de *curve fitting* podría diseñarse de tal manera que los cuatro parámetros  $L_{DM}$ ,  $L_{CM}$ ,  $C_w$  y  $C_t$  se tratasen como parámetros de entrada y por lo tanto, la curva OC se podría ajustar sin imponer una relación particular entre ellos. Sin embargo, al forzar el uso de las frecuencias de resonancia se conserva la función física de los parámetros, por lo que se evitan los resultados que implican elementos negativos que pueden causar problemas de simulación [84].

Otra característica interesante del método descrito en la Figura 3.3 es que nos permite obtener el modelo del 3P-CMC exclusivamente a partir de la medida de la curva OC. Alternativamente, si se dispone de un LCR *meter*, también es posible obtener  $L_{CM}$  a partir de la medida a baja frecuencia de la inductancia de entrada de un devanado con los otros devanados en circuito abierto, de donde se obtiene la auto-inductancia del CMC ( $L$ ). Por otro lado, cortocircuitando uno de los devanados y midiendo desde cualquiera de los otros dos se obtiene  $L(1 - k^2) \approx 2L_{DM}$ . Merece la pena destacar que es posible obtener el mismo resultado si se cortocircuitan dos de los tres devanados. Con estas dos medidas se puede calcular  $M$ , que junto con  $L$  da lugar a  $L_{CM}$ . También se puede estimar  $C_w$  midiendo directamente la capacidad entre los devanados, es decir, entre los terminales pares e impares en la Figura 3.1, que es  $3C_w/2$ . Con estos parámetros de entrada y la magnitud del coeficiente  $S_{21}^{OC}$  en las dos frecuencias de resonancia,

$\omega_{OC1}$  y  $\omega_{OC2}$ , es posible calcular el resto de los parámetros  $R_{CM}$ ,  $R_{DM}$ ,  $C_t$  y  $L_{DM}$  siguiendo los pasos explicados anteriormente. Este método alternativo prescinde del proceso de ajuste de curvas y funciona bien en muchos casos [61]. Como contrapartida, requiere medidas adicionales (aunque simples) y carece de adaptabilidad y flexibilidad en comparación con el procedimiento iterativo descrito anteriormente.

Un inconveniente del método descrito es que hace uso de un modelo (Figura 3.3) que no es apropiado para algunos CMCs que muestran una dependencia significativa de la frecuencia de sus parámetros inductivos, como veremos en la Sección 3.3.

Aunque el método descrito suele proporcionar buenos resultados, su aplicación a diferentes CMCs demuestra que en algunos casos ofrece resultados que pueden mejorarse utilizando una estrategia diferente basada en el uso de algoritmos avanzados de búsqueda.

En definitiva, en este trabajo se propone un método de caracterización de 3P-CMCs que resulta de adaptar el método propuesto en el capítulo anterior para 2P-CMCs. Así, se trata de partir de la medida de la curva  $|S_{21}^{OC}(f)|$  utilizando el montaje sencillo de la Figura 3.2c. Se aprovecha el hecho de que esta curva presenta un comportamiento abrupto, con dos resonancias que el análisis modal presentado permite asociar a la excitación del 3P-CMC en CM y en DM. Entonces, el método se basa en buscar el conjunto de parámetros del modelo de circuitos de la Figura 3.3 que mejor permite ajustar la curva OC medida. Para la búsqueda de parámetros se ha utilizado nuevamente una técnica avanzada de búsqueda que hace uso de GAs. Es interesante destacar que, al igual que ocurre con el método desarrollado para 2P-CMCs, el alto esfuerzo computacional típicamente asociado a algoritmos de búsqueda evolutivos no es un problema en este caso debido a la disponibilidad de expresiones analíticas para  $|S_{21}^{OC}|$  (Tabla 3.2) en términos de los parámetros del circuito.

### 3.3 Resultados Experimentales

Para validar el análisis anterior, hemos medido un conjunto de 3P-CMCs comerciales que se han incluido en la Tabla 3.3. Hemos medido la respuesta de estos 3P-CMC en las configuraciones CM, DM y OC de la Figura 3.2. Todas las curvas  $|S_{21}|$  se han medido con un VNA Rhode & Schwarz ZND<sup>1</sup> en un rango de frecuencias lo suficientemente amplio. Hemos confirmado que, en todos los casos, la curva  $|S_{21}^{OC}|$  exhibe las dos resonancias predichas por nuestro análisis de la Sección 3.1 y que la primera resonancia coincide con la observada en  $|S_{21}^{CM}|$ , mientras que la segunda resonancia, que se observa a una frecuencia más alta, es muy cercana a la que se observa en la curva  $|S_{21}^{DM}|$ . Como ejemplo, la Figura 3.5 muestra los  $|S_{21}|$  medidos para el 3P-CMC especificado en el título de la figura cuando está conectado en las configuraciones OC, CM y DM. Al comparar estas curvas medidas, se puede concluir que la curva  $|S_{21}^{OC}|$  permite por si sola determinar dónde resuena el

<sup>1</sup> Dado que sólo se necesitan las magnitudes de  $S_{21}$ , se puede usar un analizador de espectros para el mismo fin.

**Tabla 3.3** 3P-CMCs analizados.

Fabricante	Número de componente	Inductancia (mH)
EPCOS	B82747S4303A041	0.82
EPCOS	B82747E6353A040	1
EPCOS	B82747S4423N020	1.5
EPCOS	B82746S4103A02	1.7
EPCOS	B82746S4143A040	3.2
WÜRTH ELEKTRONIK	744835034160	3.4
WÜRTH ELEKTRONIK	744838040400	4
Schurter	DKIH-3352-120Q-NK	7.2

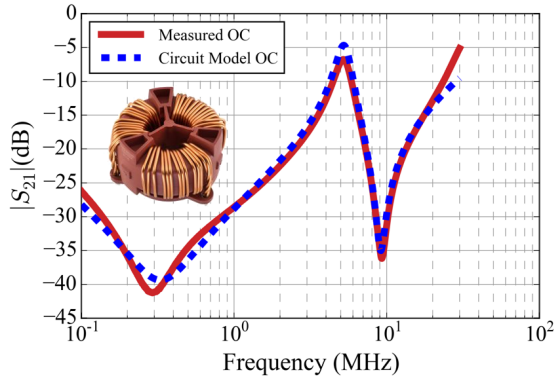
**Tabla 3.4** Parámetros extraídos para dos de los 3P-CMCs de la Tabla 3.3.

Parámetro	WÜRTH ELEKTRONIK 744835034160	EPCOS B82746S4143A040	Schurter DKIH-3352-120Q-NK
$L + 2M$ (mH)	11.5	17.5	3.4
$L - M$ (uH)	15.1	7.98	1.9
$C_t$ (pF)	20.3	6.66	2.2
$C_w$ (pF)	0.056	0.89	1.2
$R_1$ (k $\Omega$ )	34.6	21.0	10
$R_2$ (k $\Omega$ )	9.65	6.56	4.9

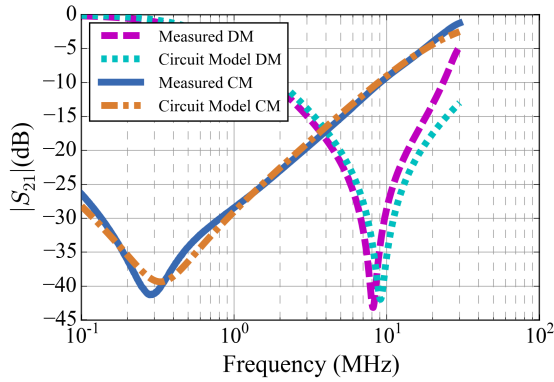
3P-CMC en CM y el rango de frecuencias en el que se comporta capacitivamente (y donde por tanto muestra una atenuación decreciente conforme crece la frecuencia). Además, la curva  $|S_{21}^{OC}|$  proporciona también información acerca del rango de frecuencias donde el ruido DM es atenuado de manera significativa por el 3P-CMC (el entorno de la resonancia de alta frecuencia).

Para verificar que el método propuesto aquí es capaz de proporcionar un modelo de circuito preciso de un 3P-CMC dentro de un rango de frecuencias lo suficientemente amplio, lo hemos utilizado para obtener los parámetros del modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC de la Figura 3.3 a partir de la curva  $|S_{21}^{OC}|$  medida que se muestra en la Figura 3.5a. Los parámetros obtenidos se dan en la Tabla 3.4. Hemos insertado estos parámetros en las expresiones analíticas de los coeficientes  $S_{21}$  de la Tabla 3.2 para calcular la atenuación predicha por el modelo de circuito para este 3P-CMC en las configuraciones DM y CM. La Figura 3.5 muestra que las curvas medidas y calculadas coinciden bastante bien, lo que demuestra que el modelo de circuitos obtenido proporciona una buena aproximación en un amplio rango de frecuencias para la atenuación real de este 3P-CMC frente a una excitación CM como a una excitación DM.

Existen CMCs cuyo núcleo presenta un comportamiento variable con la frecuencia. Para mostrar un ejemplo de esto, la Figura 3.6 muestra el  $|S_{21}^{OC}|$  medido y calculado para el 3P-CMC enumerado como EPCOS B82746S4143A040 en la Tabla 3.3. En concreto, este 3P-CMC presenta una permitividad eléctrica variable con la frecuencia desde 300kHz hasta 10MHz, aproximadamente. La Figura 3.6 muestra que la respuesta de este 3P-CMC solo se puede ajustar aproximadamente (parámetros en la Tabla 3.4) si se usa el modelo de circuito de alta frecuencia de



(a) Circuito Abierto (OC).

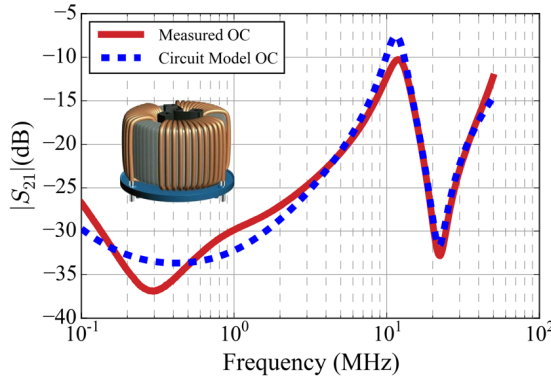


(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 3.5** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC mostrado en la figura superior y enumerado como WÜRTH ELEKTRONIK 744835034160 (3.4mH) en la Tabla 3.4.

la Figura 3.3. Es importante resaltar que el modelado de este efecto es análogo al que se presenta para la variación de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia. No obstante, no es el objeto del presente trabajo y se plantea como línea futura de investigación.

Por otro lado, al igual que ocurre con los 2P-CMCs, se ha verificado que en algunos casos particulares la permeabilidad del núcleo de un 3P-CMC varía significativamente con la frecuencia y, por lo tanto, es difícil encontrar una buena aproximación de un 3P-CMC con el modelo de circuito propuesto. Como ejemplo, la Figura 3.7 muestra los resultados obtenidos con un CMC nanocristalino de 7.2mH (Schurter DKIH-3352-120Q-NK en la Tabla 3.3). Los parámetros obtenidos mediante GA para este CMC se recogen en la Tabla 3.4. La Figura 3.7 pone de manifiesto que no es posible obtener un ajuste preciso de la respuesta de este 3P-CMC. En otras palabras, no es posible tener en cuenta la rápida variación de



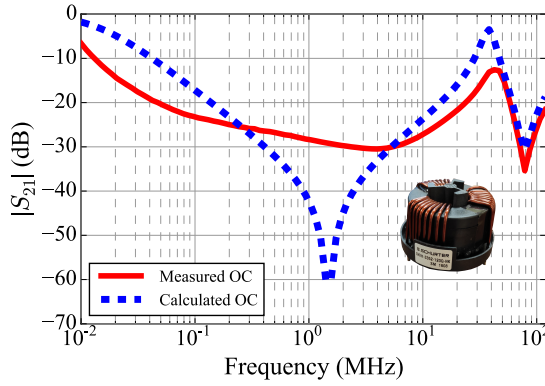
**Figura 3.6** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC mostrado en la figura y enumerado como EPCOS B82746S4143A040 (3.2mH) en la Tabla 3.4.

la permeabilidad del núcleo con el modelo de circuitos sencillo de la Figura 3.3.

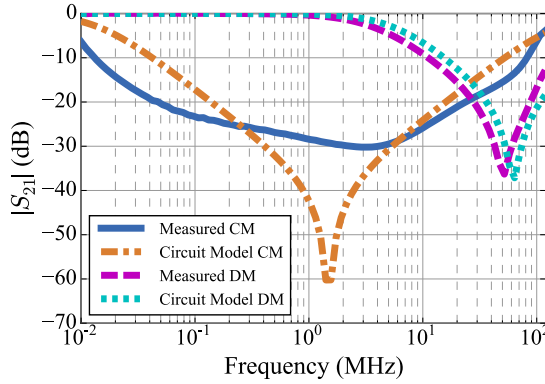
Para mejorar la aproximación que proporciona nuestro método en estos casos, se ha usado una estrategia similar a la presentada en el Capítulo 2 para 2P-CMCs nanocristalinos. Es decir, se ha adaptado el bloque CM que modela el comportamiento CM del 3P-CMC (Figura 3.8) para aquellos casos donde el material magnético presenta una abrupta disminución de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia [90, 116]. La mejora que se ha introducido ha consistido en añadir parejas de ramas RL en paralelo a la inductancia  $L_{CM}$ , ahora denominada como  $L_{CM0}$ . Como podremos comprobar, este modelo permite tener en cuenta la variación de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia que típicamente muestran los materiales nanocristalinos [71, 90, 116].

Para comprobar que esta mejora del modelo de circuitos permite aproximar con mayor precisión la respuesta medida de 3P-CMCs con permeabilidad dependiente de la frecuencia, hemos medido un rango de 3P-CMCs nanocristalinos con diferentes inductancias (enumerados en la Tabla 3.5). Se debe verificar si, en general, el modelo propuesto en la Figura 3.8 es capaz de proporcionar un modelo de circuito útil de un CMC nanocristalino en un rango en frecuencia lo suficientemente amplio. Para estos 3P-CMCs comerciales, hemos obtenido los parámetros de alta frecuencia a partir de la curva  $|S_{21}^{OC}|$  medida en la configuración OC de la Figura 3.2c. De acuerdo con la descripción general del método de caracterización que hemos presentado en el capítulo anterior, hemos utilizado GA como algoritmo de búsqueda de los parámetros del modelo de circuitos que mejor ajustan la curva experimental.

A modo de ejemplo, la Figura 3.9a compara las curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino DKIH-3352-120Q-NK (7.2mH) en el rango en frecuencias de 10kHz hasta 130MHz. Los parámetros para este caso están recogidos en la Tabla 3.5. Estos resultados demuestran que usando el bloque CM (inductivo) de la Figura 3.8 en lugar del representado en la Figura 3.3 en el modelo de circuito del 3P-CMC, se consigue un buen ajuste en la región inductiva correspondiente al



(a) Circuito Abierto (OC).

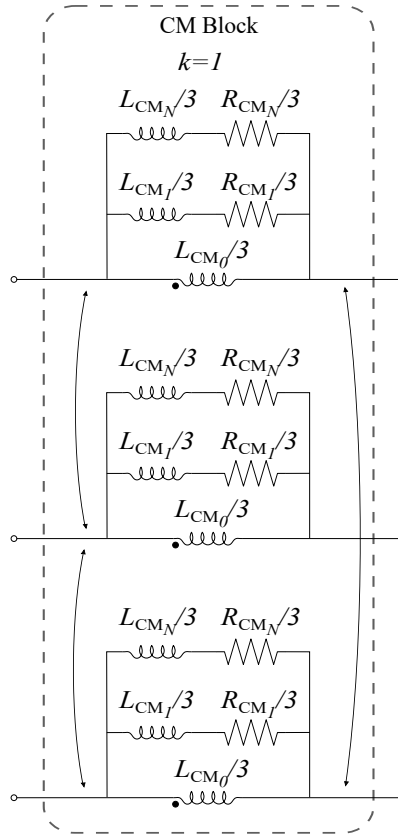


(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 3.7** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-120Q-NK (7.2mH) en la Tabla 3.5.

comportamiento CM del 3P-CMC de la curva OC. En este caso, se requiere de dos ramas RL conectadas en paralelo ( $k = 2$ ) a la inductancia  $L_{CM0}$ . Por otro lado, tal y como se puede observar en la Figura 3.9b, las curvas CM y DM se aproximan correctamente con los parámetros obtenidos.

Como ejemplo adicional, la Figura 3.10a muestra los resultados obtenidos para el 3P-CMC DKIH-3352-1011-NK (10.8mH). Los parámetros que se han obtenido se recogen en la Tabla 3.5. De nuevo puede apreciarse que con el modelo de circuito inductivo para el bloque CM propuesto en la Figura 3.8 se obtiene un buen ajuste entre las curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para este 3P-CMC. Esto contrasta con los resultados que se obtienen cuando se excita el 3P-CMC en CM y DM y se emplea el modelo de circuito para el bloque CM de la Figura 3.8, y que se muestran en la Figura 3.10b.

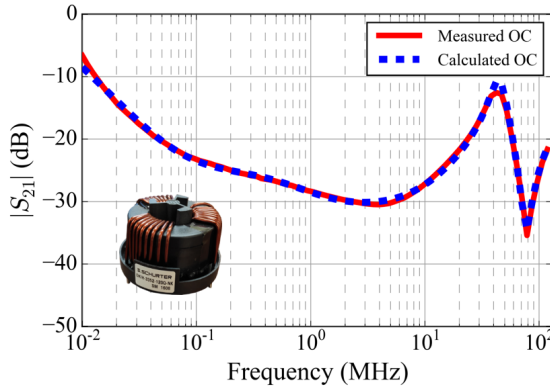


**Figura 3.8** Modelo de circuito CM de un 3P-CMC en la región inductiva.

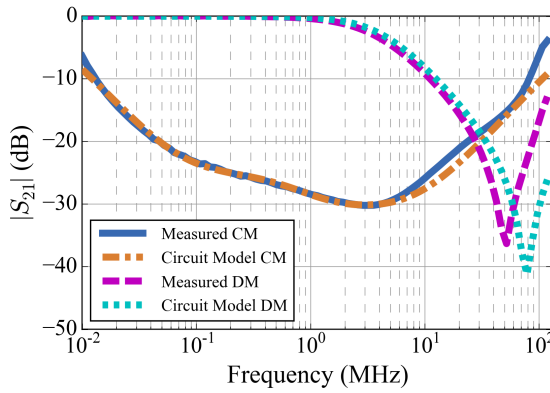
### 3.4 Conclusiones

Este capítulo presenta un método para caracterizar y predecir la respuesta de un 3P-CMC a altas frecuencias. Realizamos un análisis modal del modelo de circuito de alta frecuencia de un 3P-CMC considerado como una red de seis puertos. Esto nos permite demostrar que cuando se excita en una configuración simple específica (configuración OC), la respuesta de un 3P-CMC contiene las respuestas naturales (CM y DM) de un 3P-CMC, cada una de ellas dominando y dando lugar a comportamientos resonantes en diferentes rangos de frecuencia. En ese sentido, una contribución significativa de este capítulo es demostrar que los 3P-CMCs, que en principio son más complejos y carecen del plano de simetría de los 2P-CMCs, tienen un comportamiento similar al ya analizado para los 2P-CMCs y, por consiguiente, la medida del coeficiente de transmisión del 3P-CMC en la configuración OC permite evaluar la respuesta del 3P-CMC para excitaciones CM y DM al mismo tiempo utilizando los resultados de una única medida en una configuración simple y específica. Además, dado que el análisis modal propuesto en este trabajo hace





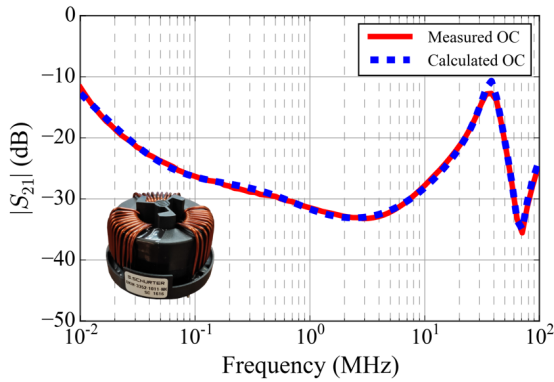
(a) Circuito Abierto (OC).



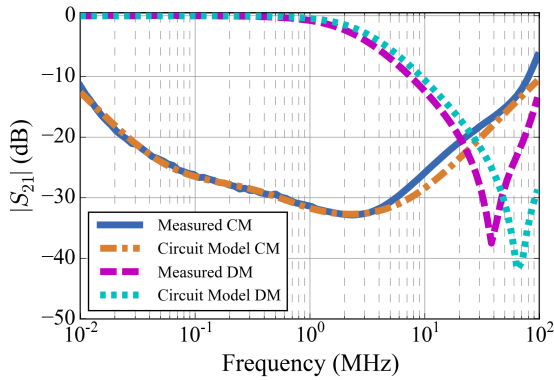
(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 3.9** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-120Q-NK (7.2mH) en la Tabla 3.5.

posible obtener una expresión de forma cerrada para el coeficiente de transmisión del 3P-CMC en la configuración OC, hemos demostrado que se puede usar un algoritmo de búsqueda para extraer de manera eficiente los parámetros del modelo de circuito de un 3P-CMC de la medida realizada en la configuración OC. Hemos medido y extraído los parámetros del circuito de alta frecuencia para varios 3P-CMCs comerciales, encontrando en general un buen ajuste entre las respuestas medidas y calculadas de los 3P-CMCs evaluados. Nuestros resultados muestran que el método de extracción de parámetros inicialmente propuesto presenta algunas limitaciones cuando se trata de 3P-CMCs con una rápida tasa de cambio de la permeabilidad del núcleo con la frecuencia. Esto es debido al hecho de que este efecto no puede ser tenido en cuenta por el modelo de circuitos de alta frecuencia del 3P-CMC. Hemos verificado que esta limitación del método se solventa añadiendo



(a) Circuito Abierto (OC).



(b) Modo Común (CM) y Modo Diferencial (DM).

**Figura 3.10** Curvas  $|S_{21}|$  medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-1011-NK (10.8mH) en la Tabla 3.5.

ramas RL en paralelo en el bloque CM del modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC. Hemos medido y extraído los parámetros del circuito mejorado de alta frecuencia para varios 3P-CMCs comerciales, consiguiendo en general una buena aproximación entre las respuestas medidas y calculadas.

La conclusión principal que se extrae de este análisis es que, al igual que ocurre con el caso de los 2P-CMCs, es posible evaluar y caracterizar la respuesta de los 3P-CMCs en un rango amplio de frecuencias a partir de una medida muy sencilla que permite además visualizar la respuesta (atenuación) que ofrece el componente frente a excitaciones CM y DM.

**Tabla 3.5** Descripción y parámetros extraídos de los 3P-CMCs nanocristalinos caracterizados de Schurter, donde  $k$  indica el número de ramas RL del modelo de circuito de la Figura 3.8.

Número de componente	$L(\text{mH})_{\text{dataset}}$	$k$	$L_{\text{CM}0}(\text{mH})$	$L_{\text{CM}1}(\text{mH})$	$R_{\text{CM}1}(\text{k}\Omega)$	$L_{\text{CM}2}(\text{mH})$	$R_{\text{CM}2}(\text{k}\Omega)$	$L_{\text{CM}3}(\text{uH})$	$R_{\text{CM}3}(\text{k}\Omega)$	$L_{\text{CM}4}(\text{uH})$	$R_{\text{CM}4}(\text{k}\Omega)$	$L_{\text{DM}}(\text{uH})$	$C_w(\text{pF})$	$C_t(\text{pF})$	$R_{\text{DM}}(\text{k}\Omega)$
DKIH-3352-162N-NK	4.4	3	5.39	4.9	69.62	2.08	10.62	0.01	7.02	-	-	3.6	0.59	0.51	41.41
DKIH-3352-129Q-NK	7.2	2	11.09	0.3	12.76	0.003	9.76	-	-	-	-	2.97	0.34	1.35	7.23
DKIH-3352-204L-NK	3.1	4	3.83	5.71	3.85	2.23	13.8	0.56	3.10	0.006	2.89	1.16	0.91	1.22	3.20
DKIH-3358-326K-NK	2.6	2	4.31	1.19	6.18	0.06	4.80	-	-	-	-	2.37	0.74	0.75	57.85
DKIH-3352-1011-NK	10.8	2	19.52	4.66	15.93	-	13.57	-	-	-	-	3.94	0.43	1.34	8.41



## 4 Medida de la Respuesta al Ruido Diferencial de Chokes de Modo Común

---

En este capítulo, se propone y analiza una técnica para medir la atenuación del ruido en modo diferencial proporcionado por un choke de modo común. El montaje de medida propuesto constituye una alternativa más simple a la configuración balanceada comúnmente empleada para ese fin, y su principal ventaja es que evita el uso de circuitos auxiliares (baluns). En este sentido, la técnica de medida aquí propuesta resulta idónea para realizar una estimación rápida y directa de la atenuación que ofrece un choke frente a señales en modo diferencial. El análisis que se presenta en este capítulo es una aplicación del análisis modal para chokes que se ha desarrollado en el Capítulo 2. En efecto, este análisis modal permite obtener una expresión analítica para el coeficiente de transmisión correspondiente a los montajes de medida analizados en términos de las admitancias de los modos del choke excitados en cada montaje. Esto permite una identificación directa y simple de las diferencias y similitudes entre la configuración estándar balanceada y la propuesta en este capítulo en términos de los modos naturales del choke que son excitados en las distintos rangos de frecuencias. Este análisis permite demostrar que la configuración balanceada y la no balanceada son equivalentes a bajas frecuencias. Se analiza el impacto de acoplos parásitos (eléctricos y magnéticos) en ambos casos, lo que permite determinar las condiciones óptimas de medida y analizar en detalle las diferencias entre ambos montajes en la región de altas frecuencias. Este análisis se completa con un estudio experimental que permite confirmar su validez.

### 4.1 Medida de la Respuesta DM en CMCs

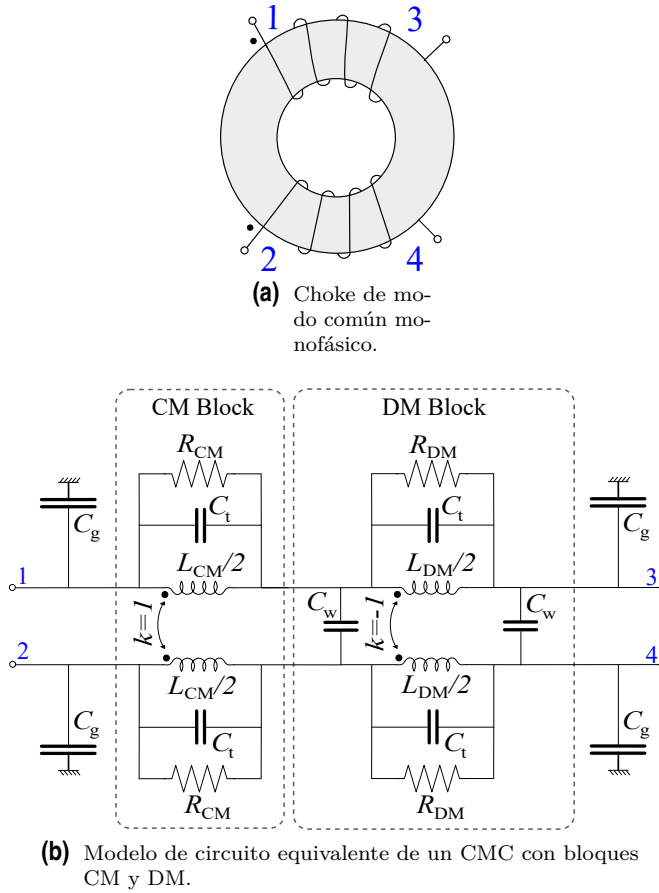
En principio, un CMC está principalmente destinado a atenuar el ruido CM. Sin embargo, es bien conocido que los CMCs suelen presentar una respuesta inductiva

al ruido DM, asociada a su inductancia de fuga [46]. Esta inductancia de fuga suele tener un impacto significativo en la atenuación que el filtro EMI proporciona al ruido en modo diferencial [46]. La razón es que la inductancia de fuga proporciona una caída de 40dB/dec por encima de la frecuencia a la aparece su resonancia con los condensadores que conectan entre sí las líneas de alimentación en el filtro EMI (condensadores X). Esta resonancia generalmente se encuentra a decenas o unos pocos cientos de kilohercios. A frecuencias aún más altas (hasta decenas o unos pocos cientos de megahercios) la inductancia de fuga ya no determina la atenuación DM del CMC, que viene en su lugar determinada por efectos parásitos capacitivos [83]. En este contexto, resulta interesante ser capaz de evaluar la atenuación real que proporciona un CMC para el ruido DM en un rango amplio de frecuencias. La idea subyacente es hacer posible, por ejemplo, estimar la idoneidad de un CMC concreto para un filtro EMI particular, o incluir un modelo de circuitos mejorado del CMC en el modelo completo del filtro.

Las técnicas para medir la respuesta de un CMC a excitaciones CM y DM se describen adecuadamente en diferentes estándares, que están basados principalmente en las recomendaciones de la CISPR [126]. Si bien la medida de la respuesta CM de un CMC es bastante simple, la medida del *Insertion Loss* de excitaciones DM requiere del uso de un VNA de cuadro puertos o de circuitos auxiliares (baluns) [127]. Los VNAs de cuatro puertos son caros y no suelen estar disponibles. Los baluns son dispositivos más asequibles y comunes. Sin embargo, su efecto debe evaluarse cuidadosamente, además de tener en cuenta que pueden introducir algunas pérdidas adicionales y, lo que es más importante, tienen un ancho de banda limitado [127]. En consecuencia, el uso de estos circuitos auxiliares complica tanto el *setup* experimental como el proceso de medida.

Una alternativa para analizar la respuesta DM de un CMC sin medir directamente su *Insertion Loss* es realizar una caracterización completa del dispositivo en un amplio rango de frecuencias, obteniendo un circuito equivalente que permita estimar la respuesta DM de un CMC por simulación. Sin embargo, los métodos propuestos en la literatura para caracterizar los CMCs requieren cálculos extensos que hacen uso de información detallada sobre las propiedades físicas del CMC [90] o la medida de la impedancia presentada por el CMC cuando se conecta en varias configuraciones diferentes [83, 85, 128]. Aunque estos métodos pueden proporcionar resultados precisos, su complejidad inherente los hace inapropiados para realizar una evaluación rápida de la respuesta DM de un CMC.

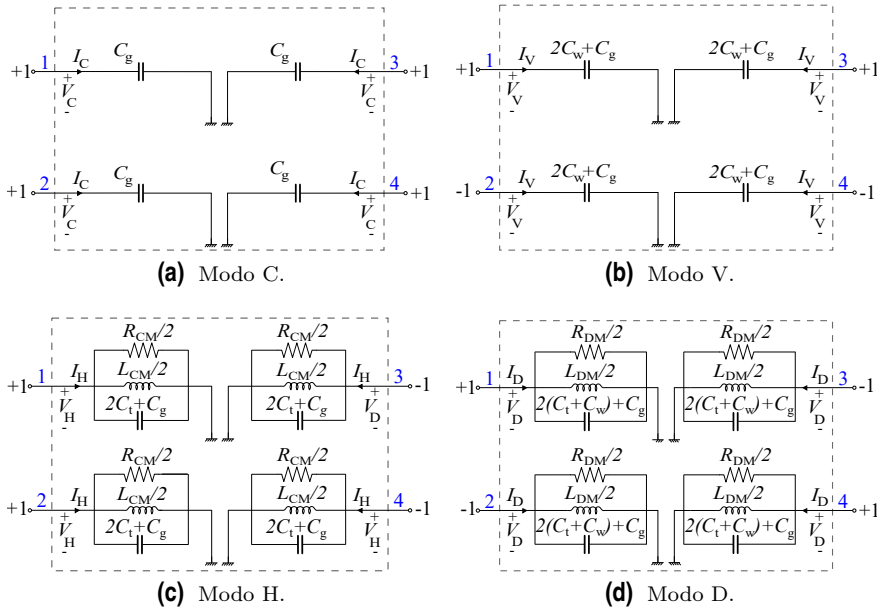
Es necesario recordar que en el Capítulo 2 se ha presentado un método especialmente simple para caracterizar los CMCs. Este método sólo requiere la medida del coeficiente de transmisión del CMC cuando se conecta en una configuración simple denominada OC. Sin embargo, a bajas frecuencias, el coeficiente de transmisión medido con ese método está dominado por la respuesta CM del CMC, en lugar de la respuesta DM. Por lo tanto, del mismo modo que los métodos discutidos en el párrafo anterior, esa medida no permite evaluar directamente la respuesta del CMC a una excitación DM en un amplio rango de frecuencias.



**Figura 4.1** Representación y modelo de circuito de un CMC compuesto de dos devanados iguales acoplados con auto-inductancia  $L$  e inductancia mutua  $M$ .

## 4.2 El montaje UDM

La Figura 4.1 muestra una representación de un CMC junto con el modelo de circuito de parámetros concentrados del CMC. Como se muestra en la Figura 4.1a, un CMC está compuesto de dos devanados iguales acoplados magnéticamente. En el Capítulo 2 se ha demostrado que un CMC se puede modelar de manera conveniente en un rango en frecuencias lo suficientemente amplio usando un circuito de parámetros concentrados compuesto de dos bloques, donde cada uno contiene dos inductancias perfectamente acopladas como se muestra en la Figura 4.1b. El primer bloque que se muestra en dicha figura (bloque CM) afecta únicamente al ruido CM, mientras que el segundo bloque (bloque DM) contiene una pareja de inductores con un acoplamiento opuesto (perfecto) y, por lo tanto, sólo afecta a las señales DM. En ese modelo de circuito se han añadido las capacidades



**Figura 4.2** Circuitos equivalentes de los modos obtenidos para el circuito de alta frecuencia del CMC en la Figura 4.1b. Los voltajes normalizados en los cuatro terminales del CMC se indican para cada modo.

parásitas propias de cada devanado ( $C_t$ ) así como las capacidades parásitas entre los devanados ( $C_w$ ) para tener en cuenta la respuesta de un CMC en un rango en frecuencias lo suficientemente amplio [61,67]. Además, este modelo tiene en cuenta las pérdidas dentro de material magnético mediante resistencias ( $R_{CM}$  y  $R_{DM}$ ) dispuestas en paralelo con los inductores acoplados. Finalmente, se han incluido las capacidades parásitas a tierra,  $C_g$ , para considerar posibles acoplamientos eléctricos con superficies metálicas cercanas, como por ejemplo el plano de masa de una PCB.

#### 4.2.1 Análisis modal de un CMC

El circuito de la Figura 4.1b se puede considerar como una red de cuatro puertos y se puede caracterizar mediante la matriz de admitancias  $[Y]$  de dimensión  $4 \times 4$ . El análisis modal se puede realizar calculando los vectores propios de voltaje (modos) que diagonalizan  $[Y]$ , como se detalló en el Capítulo 2. Como se explicó, este análisis proporciona cuatro modos independientes (desacoplados), denominados modos C, V, H y D. En general, dada una excitación del CMC, su respuesta siempre se puede expresar como la superposición de uno o más modos naturales del CMC. Los circuitos equivalentes de estos cuatro modos se representan en la Figura 4.2. En esa figura también representamos la excitación normalizada en los cuatro puertos del CMC que corresponde a cada modo. Se debe de tener en cuenta



que la excitación CM y DM del CMC aparecen como modos naturales H y D del circuito equivalente del CMC (Figura 4.2c y Figura 4.2d). En cuanto a los otros dos modos, el modo C (Figura 4.2a) corresponde a aplicar un voltaje común a los cuatro puertos del CMC, mientras que el modo V (Figura 4.2b) se obtiene aplicando una diferencia de voltaje entre los dos devanados del CMC.

En la Figura 4.2 se puede ver que las admitancias de los cuatro modos del CMC corresponden a una admitancia capacitiva (modos C y V) o a la admitancia de un circuito RLC paralelo (modos H y D). Las admitancias de esos modos CM y DM son las de los circuitos RLC paralelos, donde la componente inductiva es proporcional a  $L_{CM} = L + M$  para la admitancia CM (modo H) y  $L_{DM} = L - M$  (inductancia de *leakage*) para la admitancia DM (modo D). Las admitancias de los cuatro modos pueden escribirse como sigue:

$$Y_C = j\omega C_g \quad (4.1)$$

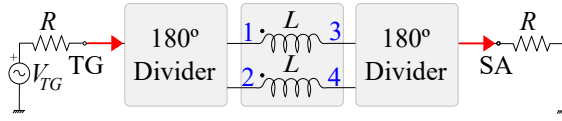
$$Y_V = j\omega(2C_w + C_g) \quad (4.2)$$

$$Y_H = j\omega(2C_t + C_g) + \frac{2}{j\omega L_{CM}} + \frac{2}{R_{CM}} \quad (4.3)$$

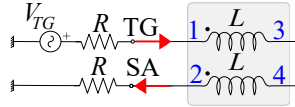
$$Y_D = j\omega(2C_t + 2C_w + C_g) + \frac{2}{j\omega L_{DM}} + \frac{2}{R_{DM}} \quad (4.4)$$

El análisis modal descrito anteriormente permite realizar un análisis muy eficiente de las configuraciones de medida que se pueden utilizar para caracterizar la respuesta DM de los CMCs. La idea es expresar los coeficientes de transmisión correspondientes a estas configuraciones en términos de las admitancias de los modos naturales del CMC para determinar en qué medida esas configuraciones realmente excitan un DM puro (como se pretendía) y también evaluar el impacto en las medidas de los efectos parásitos incorporados al circuito equivalente del CMC.

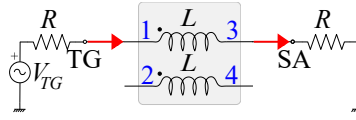
La configuración de medida requerida para caracterizar la respuesta DM de un CMC se muestra esquemáticamente en la Figura 4.3a [126]. Esta configuración (que se denominó configuración DM en el Capítulo 2) permite medir directamente el término  $S_{DD21}$  de la matriz *Mixed-Mode* de parámetros S del CMC vista como una red de cuatro puertos [129]. El parámetro  $S_{DD21}$  representa físicamente la respuesta DM del CMC a una excitación DM, o de manera equivalente el coeficiente de transmisión DM. Por esta razón, nos referiremos aquí a este parámetro S como  $S_{21}^{DM}$ . Este coeficiente de transmisión se proporciona en la Tabla 4.1 en función de las admitancias de los modos naturales del CMC. Dado que únicamente aparecen las admitancias  $Y_D$  e  $Y_V$  en la expresión de  $S_{21}^{DM}$ , podemos concluir que solamente los modos D (DM) y V del CMC se encuentran excitados en la configuración DM. Además, a partir de esa expresión es posible obtener la frecuencia de resonancia del CMC en esa configuración en términos de los elementos del modelo de circuito del CMC representado en la Figura 2.5 (ver Capítulo 2). Esta frecuencia de resonancia,



(a) Configuración Modo Diferencial (DM).



(b) Configuración Desbalanceada Modo Diferencial (UDM).



(c) Configuración Circuito Abierto (OC).

**Figura 4.3** Configuraciones para medir el coeficiente de transmisión de un CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG) o un VNA.**Tabla 4.1** Coeficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para un CMC medido en las configuraciones de la Figura 4.3, donde  $Y_{OC} = Y_H Y_D / (Y_H + Y_D)$ . Las expresiones aproximadas asumen  $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$ .

Configuración	Coeficiente de transmisión	Frecuencias de resonancia
DM	$S_{21}^{DM} = \frac{RY_D}{2+RY_D} - \frac{RY_V}{2+RY_V}$	$f_{DM} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{C_t L_{DM}}}$
UDM	$S_{21}^{UDM} \approx \frac{R(Y_D+Y_V)}{2+R(Y_D+Y_V)}$	$f_{UDM} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{(C_t+2C_w)L_{DM}}}$
OC	$S_{21}^{OC} \approx \frac{2RY_{OC}}{2RY_{OC}+1}$	$f_{OC} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{(C_t+C_w)L_{DM}}}$

$f_{DM}$ , también se proporciona en la Tabla 4.1<sup>1</sup>. En las frecuencias por debajo de  $f_{DM}$ , la respuesta del CMC está dominada por la parte inductiva de  $Y_D$ , es decir,  $L_{DM}$ . Por encima de  $f_{DM}$ , el CMC se comporta de manera capacitiva y la magnitud de  $S_{21}^{DM}$  aumenta con la frecuencia. Es interesante mencionar que dado que  $f_{DM}$  no depende de  $C_g$ , un acoplamiento eléctrico al plano de masa no alterará la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{DM}$ .

Como alternativa a la configuración DM, en la Figura 4.3b se propone una configuración más sencilla (configuración UDM, del inglés *Unbalanced Differential Mode*) que prescinde de baluns y que también puede proporcionar información sobre la respuesta DM del CMC. Para comparar la configuración UDM con la configuración DM, resulta bastante útil obtener también el coeficiente de

<sup>1</sup> Como en la práctica  $R_{CM}, R_{DM} \gg R = 50\Omega$  la frecuencia de resonancia se puede calcular tomando  $R_{CM} \rightarrow \infty$  y  $R_{DM} \rightarrow \infty$  en  $S_{21}^{DM}$  e imponente  $S_{21}^{DM} = 0$ . Esto se aplica a todos los coeficientes de transmisión analizados en esta sección.

transmisión para la conexión UDM ( $S_{21}^{\text{UDM}}$ ) en términos de las admitancias de los modos naturales del CMC. Realizando un análisis del circuito representado en la Figura 4.3b con el modelo de circuito del CMC (Figura 2.5 del Capítulo 2) obtenemos que:

$$S_{21}^{\text{UDM}} = \frac{R(Y_p - 4Y_s)}{(2 + Y_p R)(1 + 2Y_s R)} \quad (4.5)$$

donde  $Y_p = Y_D + Y_V + 2Y_C$  y  $Y_s = Y_C Y_H / (Y_C + Y_H)$ . Por lo tanto, la configuración UDM excita en realidad los cuatro modos naturales del CMC, en lugar de solo los modos D y V. En principio, esto constituye una diferencia importante entre las configuraciones DM y UDM. No obstante, se puede demostrar fácilmente que, si las medidas se realizan evitando la presencia de superficies conductoras cercanas, la conexión UDM solamente excita los modos D y V del CMC, y el coeficiente de transmisión medido es bastante similar al que se obtiene con la conexión DM. Para demostrar esto, y bajo la suposición de que los acoplos eléctricos a conductores externos son despreciables, despreciamos las capacidades parásitas a tierra con respecto al resto de las capacidades parásitas del modelo de circuito de la Figura 2.5 ( $C_g \ll C_t, C_w$ ). En estas circunstancias, podemos asumir que  $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$ . En consecuencia, en (4.5) podemos aproximar  $Y_s \approx Y_C \ll Y_p \approx Y_D + Y_V$ . De esta manera, se puede obtener una aproximación más simple de la expresión de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  (4.5) como:

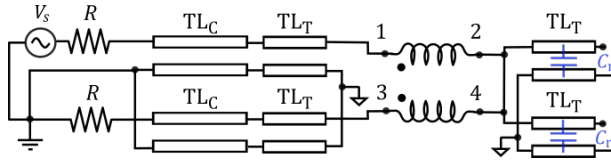
$$S_{21}^{\text{UDM}} \approx \frac{R(Y_D + Y_V)}{2 + R(Y_D + Y_V)} \quad (4.6)$$

Esta expresión se recopila en la Tabla 4.1 junto con el coeficiente de transmisión  $S_{21}^{\text{DM}}$ . Al comparar en la Tabla 4.1 la expresión de  $S_{21}^{\text{DM}}$  con la de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  se puede observar que ambas expresiones analíticas dependen solo de  $Y_D$  e  $Y_V$ . Además, debido a que  $Y_V$  es una admitancia capacitiva relacionada con la capacidad parásita entre los devanados, se espera que a bajas frecuencias  $Y_V \ll Y_D$  y por lo tanto:

$$S_{21}^{\text{UDM}} \approx S_{21}^{\text{DM}} \approx RY_D / (2 + RY_D). \quad (4.7)$$

En otras palabras, a bajas frecuencias (es decir, muy por debajo de la frecuencia de resonancia), se espera que la respuesta del CMC esté dominada por  $L_{\text{DM}}$  y sea la misma tanto para la configuración DM como para la configuración UDM, con corrientes que fluyen en el CMC en ambos casos en modo puramente diferencial. No obstante, a altas frecuencias se deben esperar algunas diferencias. De hecho, una inspección a las frecuencias de resonancia en la Tabla 4.1 revela que en general  $f_{\text{UDM}} < f_{\text{DM}}$ , debido al efecto de  $C_w$  en  $f_{\text{UDM}}$ .

En resumen, el análisis realizado en esta sección demuestra que, siempre y cuando pueda evitarse el acoplo eléctrico con superficies metálicas cercanas, se cumple que  $S_{21}^{\text{UDM}} \approx S_{21}^{\text{DM}}$  a frecuencias bajas. Donde frecuencias bajas debe interpretarse como frecuencias mucho menores que la de resonancia en DM del CMC. Este resultado es importante porque demuestra que la conexión UDM puede utilizarse a esas frecuencias como una alternativa más rápida y simple al montaje DM para



**Figura 4.4** Esquema de un CMC montado en una PCB en la configuración UDM. Las líneas de transmisión etiquetadas como  $TL_C$  representan los cables de interconexión. Las líneas de transmisión etiquetadas como  $TL_T$  representan las microtiras de la PCB. Las microtiras de la PCB terminadas en circuito abierto en los terminales 2 y 4 se suponen que son eléctricamente cortas y, por lo tanto, se modelan como dos capacidades  $C_r$  a tierra.

caracterizar la respuesta DM de CMCs. Sin embargo, no debe perderse de vista que este análisis también predice que a frecuencias altas deben esperarse diferencias entre las medidas de  $S_{21}^{DM}$  y  $S_{21}^{UDM}$ . Este efecto se evaluará experimentalmente en la Sección 4.3. Previamente, y para completar este análisis teórico, en las subsecciones siguientes se analiza el impacto sobre las medidas realizadas con los montajes DM y UDM de acoplos eléctricos y magnéticos del CMC con superficies metálicas próximas.

#### 4.2.2 Efecto del acoplamiento eléctrico a superficies metálicas.

En el apartado anterior se ha visto que el coeficiente de transmisión  $S_{21}^{DM}$ , que corresponde a la configuración DM, es inherentemente independiente de  $Y_C$  (ver Tabla 4.1) y que no se espera que los acoplamientos eléctricos afecten de forma significativa las medidas realizadas en esta configuración. Por el contrario, los acoplamientos eléctricos externos afectarán a las medidas realizadas en la configuración UDM a menos que  $S_{21}^{UDM}$  se aproxime por la expresión que se proporciona en la Tabla 4.1. Esa aproximación exige que no haya superficies metálicas cercanas al CMC cuando se realice la medida. Sin embargo, a pesar de que en principio esta parece una condición sencilla de cumplir, hay situaciones donde esto no se puede asegurar. Esto ocurre típicamente cuando se mide un CMC que está montado en una PCB con un plano de retorno. Esta PCB puede ser, por ejemplo, la PCB de un filtro EMI o la PCB usada para medir el CMC como un dispositivo de cuatro puertos, como se requiere en numerosos casos dispuestos por los estándares [126].

Para un CMC montado en una PCB, el plano de retorno se encuentra típicamente lo suficientemente lejos de los devanados del CMC como para que sea razonable despreciar un acoplamiento eléctrico directo del CMC al plano de retorno con respecto a los acoplamientos capacitivos propios del CMC (dado por las capacidades parásitas entre vueltas de los devanados y la capacidad parásita entre los dos devanados). Esto quiere decir que es razonable asumir que  $C_g \ll C_t, C_w$ . Sin embargo, las cuatro microtiras de la PCB empleadas para llevar las señales a los cuatro pines del CMC podrían tener un efecto en las medidas de las configuraciones DM y UDM que es preciso examinar.

En cuanto a las medidas en el *setup* DM, se puede demostrar fácilmente que si la impedancia característica de las microtiras es igual a las impedancias de entrada y

salida del dispositivo de medida (generalmente  $50\Omega$ ), esas líneas sólo introducirán un cambio de fase en el coeficiente de transmisión de la configuración DM, pero no alterarán la magnitud de  $S_{21}^{DM}$  [89]. Sin embargo, la situación es diferente para la configuración UDM.

Un esquema de circuitos de la situación presentada para la configuración UDM se puede ver en la Figura 4.4. Esa figura representa un CMC conectado en la configuración UDM, e incluye modelos de línea de transmisión para los cables de interconexión (por ejemplo, cables coaxiales), que están etiquetados como líneas  $TL_C$ , y para las microtiras de la PCB, que están etiquetadas como líneas  $TL_T$ . En principio, las líneas  $TL_T$  que conducen a los terminales 1 y 3 del CMC no son un problema. De hecho, siempre que tengan la misma impedancia característica de  $50\Omega$  que las líneas  $TL_C$ , esas líneas sólo introducirán un desfase en el coeficiente de transmisión [89]. Sin embargo, las líneas  $TL_T$  conectadas en los terminales 2 y 4 del CMC crean un acoplamiento eléctrico asimétrico del CMC a tierra cuyo efecto no es despreciable, como mostraremos aquí. Para demostrarlo, consideramos la situación representada en la Figura 4.4, donde los terminales 2 y 4 del CMC están cortocircuitados para lograr una configuración UDM que evita las dos líneas  $TL_T$  conectadas a esos terminales. Considerando longitudes de las líneas  $TL_T$  del orden de centímetros, éstas serán eléctricamente cortas a las frecuencias de interés y, en consecuencia, estas líneas de circuito abierto pueden modelarse como capacidades [57]. Las dos capacidades parásitas  $C_r$  incluidas en la Figura 4.4 dan cuenta de este efecto. Dado que estas capacidades  $C_r$  corresponden a la capacidad total de las líneas de transmisión, sus valores son típicamente del orden de unidades o decenas de picofaradios [57]. En consecuencia, las capacidades  $C_r$  no se pueden ignorar en comparación con las capacidades parásitas típicas del CMC, que son del mismo orden de magnitud.

Para investigar el impacto que tienen las capacidades  $C_r$  en el coeficiente de transmisión medido en el esquema de la Figura 4.4, hemos calculado el coeficiente de transmisión de ese circuito. Para ello, hemos utilizado el modelo de circuito del CMC de la Figura 2.5 con  $Y_C = 0$ , pero hemos incluido el efecto de los condensadores  $C_r$  como dos admitancias externas  $Y_R = j\omega C_r$  conectadas a los terminales 2 y 4 del CMC. De esta manera, hemos obtenido el siguiente coeficiente  $S_{21}^{UDM}$  modificado en términos de las admitancias de los modos del CMC:

$$S_{21}^{UDM'} = \frac{R(Y_D + Y_V)}{2 + R(Y_D + Y_V)} - \frac{RY_{HR}}{2 + RY_{HR}} \quad (4.8)$$

Donde  $Y_{HR} = Y_H Y_R / (Y_H + Y_R)$ . Es interesante mencionar que la única diferencia entre  $S_{21}^{UDM'}$  en (4.8) y  $S_{21}^{UDM}$  en (4.6) es la presencia del segundo término en (4.8). Este término es cero si  $Y_R = 0$  ( $C_r = 0$ ), como es de esperar. Por lo tanto, (4.8) revela que el efecto de considerar el acoplamiento eléctrico dado por  $C_r$  es excitar un modo adicional del CMC (modo H), cuya admitancia  $Y_H$  actúa en serie con la de  $C_r$ . Se puede obtener una muy buena aproximación para la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{UDM'}$  en (4.8) si consideramos que esta frecuencia debe estar cerca de la de  $S_{21}^{UDM}$ , es decir, debe encontrarse en frecuencias donde  $\omega C_t \approx 1/|\omega L_{DM}|$ .

Debido a que para CMCs de uso práctico se cumple que  $L_{CM} \gg L_{DM}$ , tenemos que  $1/|\omega L_{CM}| \ll \omega C_t$  y, por lo tanto,  $Y_H$  en (4.3) se puede aproximar como  $Y_H \approx j\omega C_t$ . Con esta aproximación, la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{UDM'}$  en (4.8) se puede expresar como:

$$f'_{UDM} = \frac{1/2\pi}{\sqrt{(C_t + 2C_w - \frac{C_r C_t}{C_r + C_t})L_{DM}}} \quad (4.9)$$

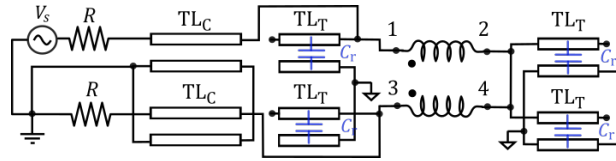
Al comparar esta frecuencia de resonancia con  $f_{UDM}$  dada en la Tabla 4.1, llegamos a la conclusión de que el efecto principal de  $C_r$  en el coeficiente de transmisión de la configuración UDM es aumentar ligeramente su frecuencia de resonancia.

Del análisis anterior, llegamos a la conclusión de que, a diferencia de la configuración DM, la configuración UDM es sensible a la presencia de acoplamientos eléctricos (efectos capacitivos) causados por la presencia de estructuras metálicas cercanas conectadas a tierra, como un plano de masa en una PCB, pudiendo tener este efecto un impacto en las medidas a altas frecuencias.

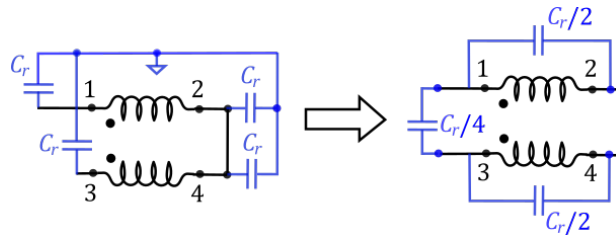
Una pregunta interesante que surge en este punto es si en la configuración UDM este efecto se puede evitar aislando el plano de retorno de la PCB con respecto a tierra en el *setup* de medida. Esta situación se muestra en la Figura 4.5, que representa una configuración UDM donde los conductores activos de las líneas (cables)  $TL_C$  están directamente conectados a los terminales del CMC, mientras evita las líneas  $TL_T$  conectadas a los terminales 1 y 3, aislando así el plano de retorno de la PCB de tierra de la configuración de medida. En ese caso, incluso si consideramos que las cuatro líneas  $TL_T$  en circuito abierto conectadas en cada terminal son eléctricamente cortas, seguirán introduciendo cuatro capacidades parásitas  $C_r$  en cada terminal del CMC. Estas capacidades conectadas en configuración estrella (plano de retorno aislado) se pueden transformar a la conexión triángulo (su equivalente), como se muestra en la Figura 4.6. Esa figura muestra que el efecto de las capacidades  $C_r$  es aumentar la capacidad parásita  $C_w$  del CMC en una cantidad  $\Delta C_w = C_r/4$ , y aumentar  $C_t$  en una cantidad  $\Delta C_t = C_r/2$ . Estos cambios deberán causar una disminución en la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{UDM}$  con respecto al caso sin plano de retorno. Por lo tanto, la configuración UDM seguirá siendo sensible a la presencia del plano de retorno de la PCB. Esto será verificado experimentalmente en la Sección 4.3.

### 4.2.3 Efecto de acoplamiento magnético a superficies metálicas.

Otro efecto que puede alterar la respuesta de un CMC excitado por una señal DM es un acoplamiento magnético del CMC con superficies metálicas cercanas. La causa principal de este efecto es que, a diferencia de las corrientes CM, las corrientes DM en un CMC crean un campo magnético que cierra sus líneas de campo por fuera del núcleo del CMC, como se muestra en la Sección 5.1. Este campo magnético de fuga puede interactuar con superficies metálicas cercanas, como, por ejemplo, la caja metálica que generalmente se utiliza para alojar y



**Figura 4.5** Circuito equivalente de la configuración UDM para un CMC montado en una PCB con un plano de retorno sin conexión a tierra. Las líneas de transmisión etiquetadas como  $TL_C$  representan los cables de interconexión. Las líneas de transmisión etiquetadas como  $TL_T$  representan las microtiras de la PCB. Dado que todas las microtiras terminan en circuito abierto y que se supone que son eléctricamente cortas, se modelan como capacidades parásitas  $C_r$  a tierra.



**Figura 4.6** Conversión estrella - triángulo para las capacidades parásitas  $C_r$  que aparecen en los cuatro terminales del CMC en el circuito de la Figura 4.5.

proteger los filtros EMI. Aunque estas cajas metálicas generalmente se construyen con metales no magnéticos (como cobre o aluminio) o débilmente magnéticos (como acero), puede aparecer un acoplamiento magnético debido a las corrientes parásitas (corrientes de Foucault) inducidas en esas superficies conductoras por la variación en el tiempo del campo magnético de fuga del CMC. El efecto de estas corrientes parásitas es contrarrestar parcialmente los campos magnéticos creados por el CMC fuera de su núcleo, lo que provoca una disminución de la inductancia de fuga  $L_{DM}$  del CMC. Una descripción detallada de este fenómeno puede encontrarse en [97]. Cabe destacar que esta modificación de  $L_{DM}$  afectaría igualmente a las medidas realizadas con las configuraciones DM y UDM. El impacto real de este efecto en casos prácticos se investigará en la Sección 4.3.3.

### 4.3 Resultados Experimentales

El análisis presentado en la sección anterior sugiere que, en principio, es posible utilizar la configuración UDM de la Figura 4.3b para medir la respuesta DM de un CMC. Sin embargo, ese mismo análisis apunta a que el impacto sobre las medidas UDM de los acoplamientos eléctricos y magnéticos del CMC con superficies metálicas externas debe evaluarse para determinar claramente el alcance y las limitaciones de este método de medida en comparación con la medida estándar DM. Con este fin, presentamos en esta sección resultados experimentales para varios CMCs comerciales en las diferentes configuraciones. Estas medidas se han

**Tabla 4.2** Parámetros extraídos para el circuito equivalente de la Figura 2.10 para varios CMCs de distintos fabricantes.

Fabricante y número de componente	$L$ (mH) datasheet	$L_{CM}$ (mH)	$L_{DM}$ (uH)	$C_w$ (pF)	$C_t$ (pF)	$R_{CM}$ (k $\Omega$ )	$R_{DM}$ (k $\Omega$ )
WÜRTH ELEKTRONIK 744824622	2.2	4.94	4.7	4.2	6.8	17.2	6.5
WÜRTH ELEKTRONIK 744824310	10	26.7	33.6	4.7	18.3	118	16.6
WÜRTH ELEKTRONIK 744824220	20	54.1	57.6	10.7	20.2	203	22.2
WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008	8.0	6.90	6.5	0.86	2.7	22.1	8.1
MURATA PLA10AN2230R4D2B	22	71.3	173	1.8	2.9	73.9	33.0
KEMET SC-02-30G	3.0	7.40	5.8	1.4	2.8	34.3	16.7
KEMET SCF20-05-1100	11	13.4	5.1	8.6	7.2	15.4	7.9

llevado a cabo utilizando un VNA Rhode&Schwarz ZND<sup>2</sup>.

Para validar el análisis presentado en la Sección 4.1, hemos medido la respuesta de los CMCs que se muestran en la Tabla 4.2 en las configuraciones DM y UDM que se muestran en la Figura 4.3. Además, hemos utilizado la configuración OC, que se muestra en la Figura 4.3c. Esta configuración se propuso en el Capítulo 2 para caracterizar los CMCs. La principal diferencia entre la configuración OC y UDM es que, dado que la configuración OC se usa para obtener un modelo de circuito completo del CMC y no se concibe como un método de medida para caracterizar su respuesta DM, en la configuración OC tanto el CM (H) como el modo DM (D) del CMC se excitan simultáneamente. La expresión para el coeficiente de transmisión del CMC en la configuración OC,  $S_{21}^{OC}$  en términos de  $Y_H$  e  $Y_D$  se proporciona en la Tabla 4.1 (ver Capítulo 2). De esta expresión se puede demostrar fácilmente que  $S_{21}^{OC}$  siempre presenta dos frecuencias de resonancia: una relacionada con  $L_{CM}$  y otra a una frecuencia más alta asociada con  $L_{DM}$  que se da en la Tabla 4.1 como  $f_{OC}$ . Como consecuencia de esta doble resonancia, la configuración OC no permite medir rápidamente la respuesta de un CMC a una señal puramente DM en todo el rango de frecuencias de interés. Sin embargo, dado que la expresión y el significado físico de  $f_{OC}$  se han estudiado previamente en el Capítulo 2, lo usaremos aquí para validar nuestro análisis de la configuración UDM como se explica a continuación.

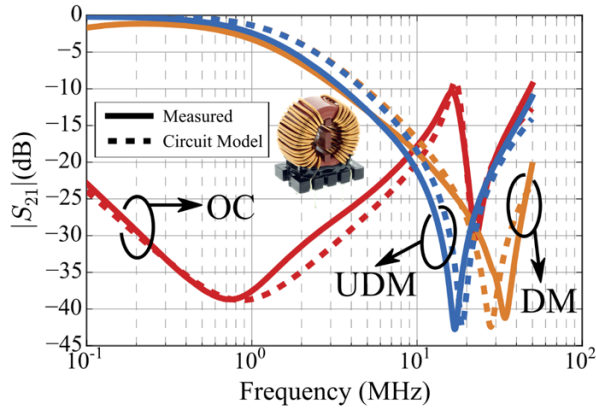
### 4.3.1 Análisis de la respuesta de un CMC aislado

Al comparar las frecuencias de resonancia de la Tabla 4.1 es evidente que para un CMC dado debemos tener  $f_{UDM} < f_{OC} < f_{DM}$ . Utilizaremos aquí este hecho para verificar la precisión de nuestro modelo de circuito y para verificar las expresiones de los coeficientes de transmisión de las configuraciones DM y UDM,  $S_{21}^{DM}$  y  $S_{21}^{UDM}$ , presentados en la Tabla 4.1.

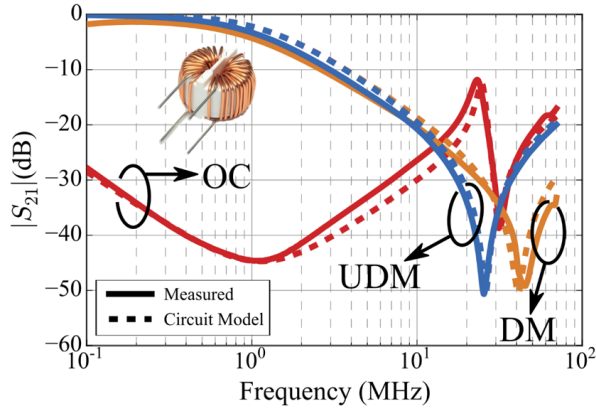
La Figura 4.7 muestra  $|S_{21}^{DM}|$ ,  $|S_{21}^{UDM}|$  y  $|S_{21}^{OC}|$  medido para el CMC etiquetado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 (2.2 mH) en la Tabla 4.2. Se puede observar que cada una de estas curvas presenta una resonancia relacionada con la excitación diferencial del CMC, como se esperaba. Además, estas frecuencias de resonancia son diferentes para las tres configuraciones. De hecho, la resonancia

<sup>2</sup> Al implicar medidas de la magnitud de un coeficiente de transmisión, las medidas presentadas en esta sección pueden realizarse alternativamente utilizando un analizador de espectros con generador de *tracking*.





**Figura 4.7** Magnitud  $|S_{21}|$  para el CMC identificado como WÜRTH ELECKTRONIK 744824622 (2.2mH) en la Tabla 4.2, usando las tres configuraciones mostradas en la Figura 4.3.



**Figura 4.8** Magnitud  $|S_{21}|$  para el CMC identificado como KEMET SC-02-30G (3mH) en la Tabla 4.2, usando las tres configuraciones mostradas en la Figura 4.3.

ocurre primero para la configuración UDM, luego para la configuración OC (segunda resonancia) y finalmente, para el *setup* DM, es decir,  $f_{UDM} < f_{OC} < f_{DM}$ . Estos resultados son consistentes con nuestro análisis anterior (Tabla 4.1). Es interesante resaltar que se obtienen resultados similares para todos los CMCs de la Tabla 4.2. Un ejemplo adicional se presenta en la Figura 4.8 para otro CMC de esa misma tabla que se identifica en el título de la figura.

Para garantizar aún más la coherencia de las curvas medidas con nuestro análisis teórico, hemos utilizado un algoritmo de búsqueda avanzada basado en GAs [109] para encontrar un conjunto de valores para los componentes del circuito de la Figura 2.10 (ver Capítulo 2) que nos permite ajustar simultáneamente las curvas medidas  $S_{21}^{OC}$  y  $S_{21}^{DM}$ . Los parámetros obtenidos para todos los CMCs

aquí analizados se dan en la Tabla 4.2. Hemos usado estos parámetros de circuito para calcular  $|S_{21}^{\text{UDM}}|$  usando la expresión dada en la Tabla 4.1. Estas curvas se representan en la Figura 4.7 y la Figura 4.8 como líneas discontinuas y se etiquetan como *Circuit Model*. En ambas figuras puede observarse un buen ajuste entre los resultados medidos y los calculados con el modelo de circuitos. Se obtienen resultados similares para todos los CMCs de la Tabla 4.2. Esto nos permite garantizar que el modelo de circuitos de alta frecuencia de la Figura 2.10 es razonablemente preciso. De hecho, podemos afirmar que este modelo explica las diferencias observadas entre las respuestas DM y UDM de los CMCs dentro de un rango de frecuencias con gran interés, ya que abarca las frecuencias donde la mayoría de las regulaciones imponen límites a las emisiones conducidas de los equipos electrónicos [113, 114].

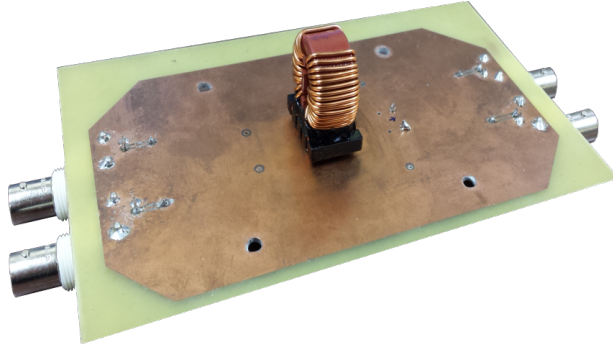
Con respecto a los resultados obtenidos en esta sección es interesante destacar que, aunque en general las propiedades magnéticas del núcleo de un CMC pueden exhibir cierta dependencia con la frecuencia (Capítulo 2), una inductancia independiente de la frecuencia  $L_{\text{DM}}$  es siempre suficiente para dar cuenta del comportamiento inductivo del CMC cuando se excita con una señal DM. Esto está relacionado con el hecho, anteriormente discutido, de que el campo magnético asociado con las corrientes DM en el CMC cierra sus líneas de campo fuera del núcleo del CMC [130]. Esta situación es similar a la que se encuentra en un inductor hecho con una bobina recta enrollada sobre un núcleo de tipo barra. En esos casos, siempre que la permeabilidad del núcleo sea mucho mayor que la del espacio libre, la inductancia de la bobina está determinada por la geometría del núcleo, siendo independiente de la permeabilidad del material magnético [69, 130].

También vale la pena señalar que en las medidas realizadas en esta sección se han evitado cuidadosamente los acoplamientos magnéticos o eléctricos externos manteniendo el CMC medido lejos de superficies metálicas (una distancia mayor que el tamaño del CMC suele ser suficiente). Esto es importante porque tanto la expresión para  $S_{21}^{\text{OC}}$  en la Tabla 4.1, como la de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  (4.6), suponen que las capacidades parásitas a tierra pueden ignorarse, es decir,  $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$ . El efecto sobre las medidas de acoplamiento eléctrico con superficies metálicas cercanas se analizará en el siguiente apartado.

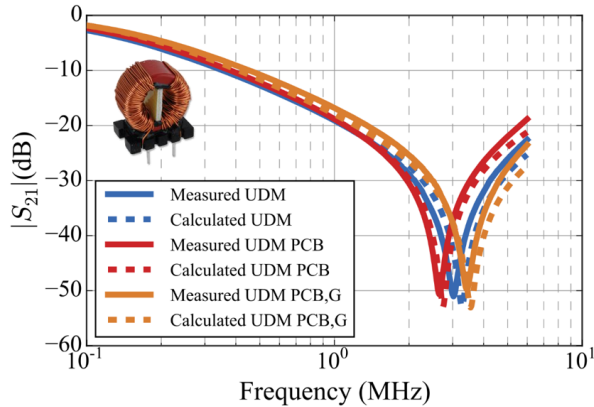
### 4.3.2 Efecto de los acoplamientos capacitivos en una PCB

El análisis presentado en la sección 4.2.2 muestra que, cuando un CMC está montado en una PCB (una situación que puede encontrarse fácilmente en la práctica), las capacidades parásitas introducidas por las líneas conectadas a los terminales del CMC pueden alterar las medidas de  $S_{21}^{\text{UDM}}$ , lo que genera resultados engañosos si el objetivo es caracterizar el CMC como un componente independiente. En esta sección analizaremos el impacto real de este efecto comparando  $S_{21}^{\text{UDM}}$  medido para un CMC aislado con los resultados obtenidos cuando el CMC se monta en una PCB representativa de las empleadas habitualmente para fabricar filtros EMI.

La Figura 4.9 muestra un CMC montado en una PCB fabricada con un sustrato



**Figura 4.9** CMC etiquetado en la Tabla 4.2 como WÜRTH ELEKTRONIK 744824622, montado sobre una PCB fabricada para chequear el impacto en  $|S_{21}^{UDM}|$  del acoplamiento capacitivo de las microtiras al plano de retorno.



**Figura 4.10** Curvas  $|S_{21}^{UDM}|$  medidas y calculadas para el CMC identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824220 (20 mH) en la Tabla 4.2. Comparamos las curvas para tres casos: CMC aislado, CMC montado en una PCB con un plano de retorno flotante y un CMC montado en una PCB cuyo plano de retorno está conectado a tierra (etiqueta G).

FR4 de 1.5 mm de espesor. Las líneas microtira que transportan la señal (no visibles en la Figura 4.9 porque el CMC está montado en el lado del plano de retorno) son tiras de 4 mm de ancho  $\times$  60 mm de largo que conectan los pines del CMC a los conectores BNC. Estas líneas, junto con los conectores BNC, agregan una capacidad parásita adicional entre los cuatro puertos del CMC y el plano de retorno (RP del inglés *Return Plane*). Esta capacidad se ha medido, obteniéndose un valor de  $C_r = 17.5$  pF.

Como primer paso, hemos comprobado que el hecho de que el CMC esté montado en una PCB tiene un efecto insignificante en las medidas de  $|S_{21}^{DM}|$ , como se esperaba del análisis en la Sección 4.1. Esta robustez de las medidas de  $S_{21}^{DM}$

**Tabla 4.3** Frecuencias de resonancia medidas de  $S_{21}^{UDM}$  para tres CMCs cuando están aislados y cuando están montados en una PCB con un plano de retorno no conectado a tierra. Además,  $f_{UDM}$  calculada para el caso anterior.

CMC part number	$f_{UDM}$ (MHz)		
	CMC isolated	CMC on ungrounded PCB	
	Measured	Measured	Calculated
WE 744824622	16.9	13.6	12.8
WE 744824310	4.77	4.30	4.07
WE 744824220	3.02	2.65	2.74

**Tabla 4.4** Frecuencias de resonancia medidas de  $S_{21}^{UDM}$  para tres CMCs cuando están aislados y cuando están montados en una PCB con un plano de retorno conectado a tierra. Además,  $f_{UDM}$  calculada para el caso anterior.

CMC part number	$f_{UDM}$ (MHz)		
	CMC isolated	CMC on grounded PCB	
	Measured	Measured	Calculated
WE 744824622	16.9	21.7	22.8
WE 744824310	4.77	5.63	5.64
WE 744824220	3.02	3.40	3.72

contra los acoplamientos eléctricos externos proviene de la naturaleza equilibrada de esta configuración y representa una ventaja de esta técnica de medida. Por el contrario, y de acuerdo con el análisis de la Sección 4.2.2, la medida de  $|S_{21}^{UDM}|$  podría verse afectada por las capacidades parásitas  $C_r$ . Para estudiar el impacto real de este efecto en un caso práctico, la Figura 4.10 muestra la magnitud del coeficiente de transmisión medido de la configuración UDM,  $|S_{21}^{UDM}|$ , para el CMC enumerado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824220 (20mH) en la Tabla 4.2 en tres situaciones diferentes: cuando el CMC está aislado (sin acoplamiento magnético o eléctrico con superficies conductoras cercanas), cuando el CMC está montado en la PCB pero el RP no está conectado a tierra (situación que corresponde al esquema mostrado en la Figura 4.4) y finalmente, cuando el CMC está montado en la PCB y el RP está conectado a tierra (esquema de la Figura 4.5). Las curvas mostradas en la Figura 4.10 ilustran que la respuesta del CMC a bajas frecuencias (muy por debajo de la resonancia) es la misma para estos tres situaciones. Sin embargo, la Figura 4.10 también revela que a altas frecuencias existe un cambio en la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{UDM}$ . En comparación con el caso aislado, la frecuencia de resonancia es ligeramente menor cuando el RP no está conectado a tierra y ligeramente más alto cuando el RP está conectado a tierra. Estos resultados son consistentes con el análisis presentado en la Sección 4.2.2. Hemos obtenido resultados similares para todos los CMCs enumerados en la Tabla 4.2.

Para analizar este efecto con más detalle, y también para verificar la explicación proporcionada en la Sección 4.2.2, hemos medido las frecuencias de resonancia en las tres situaciones descritas anteriormente para tres CMCs diferentes de entre los recopilados en la Tabla 4.2. En la Tabla 4.3 comparamos la frecuencia de

resonancia medida con el CMC aislado con el obtenido cuando el CMC se coloca en una PCB con un RP sin conexión a tierra. Esos resultados muestran que el efecto de la presencia del RP aislado es disminuir la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  en una cantidad que va del 10 % al 20 %. La Tabla 4.3 también incluye para cada CMC la frecuencia de resonancia calculada mediante la expresión de  $f_{\text{UDM}}$  dada en la Tabla 4.1, donde  $C_t$  y  $C_w$  se han modificado a  $C'_t = C_t + /2$  y  $C'_w = C_w + C_r/4$  de acuerdo con los resultados del análisis presentado en la Sección 4.2.2. El resto de los parámetros del modelo de cada CMC se tomaron de la Tabla 4.2. Los resultados de la Tabla 4.3 muestran que la frecuencia de resonancia calculada concuerda razonablemente con la medida, con discrepancias típicas de alrededor del 5 %. Esto nos permite concluir que la disminución de la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  observada cuando el CMC está montado en una PCB con un RP aislado se debe principalmente a las capacidades parásitas entre las microtiras y el plano de retorno aislado de la PCB.

La Tabla 4.4 compara la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  medido cuando el CMC está aislado con el medido cuando el CMC está montado en una PCB con conexión a tierra para los mismos tres CMCs de la Tabla 4.3. Los resultados muestran que la presencia del RP conectado a tierra da lugar en todos los casos a un incremento de la frecuencia de resonancia, como se esperaba. Este aumento es de hasta un 35 % para el CMC etiquetado WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 (2.2mH). Las frecuencias de resonancia  $f'_{\text{UDM}}$  calculadas usando (4.9) también se incluyen en la Tabla 4.4. El buen ajuste encontrado entre los resultados calculados y medidos confirma que el cambio de la frecuencia de resonancia de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  es causado por la presencia del RP conectado a tierra y que este cambio puede predecirse aproximadamente usando (4.9).

En resumen, los resultados en esta sección muestran que, cuando se mide en la configuración UDM, la capacidad entre las microtiras y el RP de la PCB puede modificar la respuesta del CMC a altas frecuencias. Por lo tanto, cuando se requieren resultados precisos, se debe evitar medir un CMC montado en una PCB con la configuración UDM a menos que se tenga en cuenta el efecto de las capacidades parásitas de las microtiras en el RP.

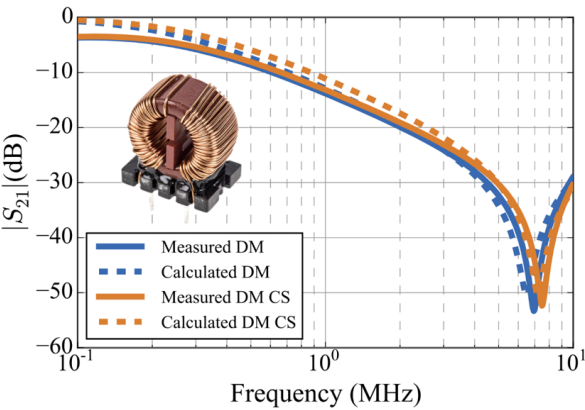
Otra conclusión interesante que se puede obtener de estos resultados hace referencia al impacto del acoplamiento magnético. La Figura 4.10 muestra que a bajas frecuencias la respuesta del CMC aislado coincide con las medidas cuando el CMC está montado en una PCB. Por lo tanto, podemos concluir que a bajas frecuencias (es decir, muy por debajo de la resonancia), el RP no tiene un efecto significativo en  $L_{\text{DM}}$ . Esto se debe al hecho de que el RP no está lo suficientemente cerca de los devanados del CMC. Las situaciones en las que el acoplamiento magnético con superficies metálicas externas pueden tener un impacto en las medidas de  $S_{21}^{\text{UDM}}$  (y  $S_{21}^{\text{DM}}$ ) se analizarán en el siguiente apartado.

### 4.3.3 Efecto de los acoplamientos magnéticos en superficies conductoras cercanas

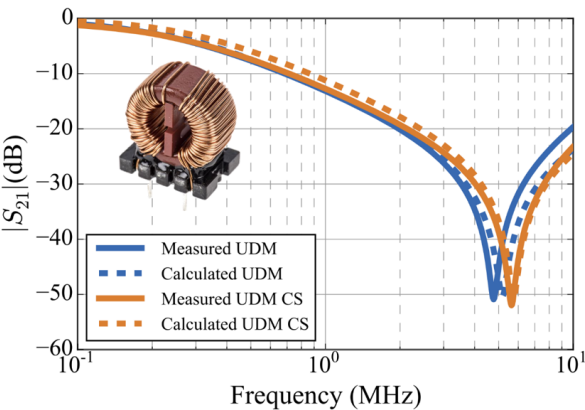
El objetivo de esta sección es estudiar la sensibilidad de las medidas de los coeficientes de transmisión  $S_{21}^{\text{DM}}$  y  $S_{21}^{\text{UDM}}$  al efecto del acoplamiento magnético

**Tabla 4.5**  $L_{DM}$  para diferentes CMCs con y sin el efecto de supercifices conductoras cercanas.

CMC part number	$L_{DM} \text{ (}\mu\text{H)}$	$L_{DM}^{CS} \text{ (}\mu\text{H)}$
WE 744824622	4.73	3.38
WE 744824310	33.6	27.0
WE 744824220	58.2	44.2



(a)



(b)

**Figura 4.11** Curvas  $|S_{21}^{DM}|$  (a) y  $|S_{21}^{UDM}|$  (b) medidas y calculadas para el CMC enumerado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824310 (10mH) en la Tabla 4.2, cuya imagen es insertada en las figuras. El acrónimo CS utilizado en las leyendas indica resultados correspondientes al caso en el que se coloca una superficie conductora cerca del CMC.

del CMC con superficies conductoras cercanas (CS: *Conducting Surface*). Hemos verificado para todos los CMCs de la Tabla 4.2 que las medidas de  $S_{21}^{DM}$  y  $S_{21}^{UDM}$  se ven alteradas por la presencia de una placa de cobre (no necesariamente conectada

a tierra) colocada muy cerca de la parte superior del CMC. Esta situación es representativa de la que puede surgir en la práctica cuando el CMC de un filtro EMI queda muy cerca de la envolvente metálica que constituye la caja apantallada del filtro. Hemos verificado que este efecto es significativo solamente si la superficie conductora está muy cerca de los devanados del CMC (en general, menos de 1 mm de separación). De hecho, hemos comprobado que el efecto del acoplamiento magnético es muy débil y puede ignorarse cuando la superficie metálica se coloca debajo (en lugar de encima) del CMC. Esto se explica porque en este caso los pines de conexión y la estructura de plástico que soporta el CMC mantienen el CMC lo suficiente lejos la superficie metálica como para hacer muy pequeño el acoplo magnético entre la superficie conductora y los devanados del CMC. Esto es consistente con los resultados que se han obtenido en la sección anterior para CMCs montados en una PCB, donde hemos comprobado que el efecto del plano de retorno de la PCB en la inductancia de fuga del CMC,  $L_{DM}$ , es insignificante.

Como ejemplo para mostrar el efecto del acoplamiento magnético en la respuesta DM de los CMCs, representamos en la Figura 4.11 los coeficientes de transmisión  $|S_{21}^{UDM}|$  y  $|S_{21}^{DM}|$  medidos con y sin la presencia de una CS para el CMC de 10 mH que se identifica como WÜRTH ELEKTRONIK 744824310 en la Tabla 4.2. La superficie conductora empleada para inducir el acoplamiento magnético en este experimento es una placa de cobre cuadrada de 10 cm de lado que se ha colocado en la parte superior del CMC, solo separados por una película de papel cuyo grosor es de aproximadamente 0.1 mm. La Figura 4.11 muestra que el efecto de la CS es aumentar ligeramente  $|S_{21}^{DM}|$  y  $|S_{21}^{UDM}|$  a bajas frecuencias y también aumentar sus respectivas frecuencias de resonancia. Estos efectos pueden explicarse por una disminución de  $L_{DM}$ . Para demostrar esto, hemos incluido en la Figura 4.11 las curvas  $|S_{21}^{DM}|$  y  $|S_{21}^{UDM}|$  calculadas usando el circuito equivalente de la Figura 2.10 con los parámetros extraídos en las secciones anteriores (Tabla 4.2) y también las mismas curvas obtenidas después de disminuir convenientemente  $L_{DM}$ . Esos resultados calculados concuerdan muy bien con las medidas. En general, el efecto del acoplamiento magnético creado por una superficie metálica situada muy cerca de un CMC es disminuir la inductancia de fuga del CMC entre un 20 % y un 30 %.

Resultados cuantitativos detallados se proporcionan en la Tabla 4.5. La Tabla 4.5 compara, para el CMC de la Figura 4.11 y dos CMCs adicionales entre los enumerados en la Tabla 4.2, la inductancia  $L_{DM}$  calculada sin la presencia de una CS con la inductancia reducida (denominada  $L_{DM}^{CS}$ ) que debe usarse para hacer coincidir las curvas  $S_{21}^{DM}$  y  $S_{21}^{UDM}$  en presencia de una CS. Es interesante resaltar que la misma inductancia reducida  $L_{DM}^{CS}$  permite dar cuenta del efecto del acoplamiento magnético para las medidas DM y las UDM, como es de esperar.

La conclusión principal que se puede extraer del experimento descrito en esta sección es que una superficie conductora cercana a un CMC puede causar una disminución de la inductancia de fuga del CMC, alterando tanto la medida en la configuración DM como en la UDM. Esto implica que, independientemente de la configuración, se debe evitar el acoplamiento magnético (manteniendo el CMC lo suficientemente alejado de superficies metálicas) para evitar una caracterización inexacta de la respuesta DM de un CMC como un componente aislado. Alternati-

vamente, en caso de que el recinto metálico donde se va a colocar el CMC esté disponible, sería posible determinar su efecto sobre la inductancia de fuga de un CMC midiéndolo en la configuración UDM con el CMC colocado en la misma posición relativa con respecto al recinto metálico que está destinado a ocupar en la práctica.

De los resultados de la Figura 4.11, también es interesante resaltar que, por debajo de aproximadamente 3 MHz, las curvas  $|S_{21}^{DM}|$  coinciden muy bien con las curvas  $|S_{21}^{UDM}|$ . Esto es consistente con la discusión presentada en la sección 4.1, donde demostramos que a bajas frecuencias la respuesta de un CMC está determinada principalmente por  $L_{DM}$  y que se espera que  $S_{21}^{DM} \approx S_{21}^{UDM}$ . Esto confirma que, en el rango de frecuencias donde el CMC se comporta inductivamente, la configuración UDM se puede usar efectivamente para predecir las pérdidas de inserción (ol *insertion loss*) DM de un CMC.

También vale la pena señalar que las curvas para  $|S_{21}^{DM}|$  en la Figura 4.11a muestran una ligera atenuación a frecuencias muy bajas (entre 100 kHz y 200 kHz) en comparación con las curvas  $|S_{21}^{UDM}|$  en la Figura 4.11b. Este efecto también se puede observar en  $|S_{21}^{DM}|$  medido representado en la Figura 4.7 y la Figura 4.8. Hemos verificado que esto se debe a una respuesta inadecuada de los baluns que hemos empleado en estas medidas, debido a su limitado ancho de banda<sup>3</sup>. Aunque este problema podría resolverse utilizando baluns con mayor ancho de banda o realizando una calibración cuidadosa, lo señalamos aquí para resaltar una deficiencia inherente de la configuración DM: su dependencia de circuitos auxiliares cuyo efecto en las medidas tiene que ser evaluado y tenido en cuenta.

## 4.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un análisis exhaustivo de un montaje de medida (configuración o montaje UDM) que se puede utilizar para medir fácilmente la respuesta de un CMC a señales en modo diferencial. Este montaje permite medir dentro de un rango de frecuencias que cubre las frecuencias donde la mayoría de las regulaciones EMC imponen límites a las emisiones conducidas de equipos electrónicos. La configuración UDM constituye una alternativa más simple a configuraciones balanceadas que requieren circuitos auxiliares (baluns), y también al uso de equipos sofisticados como VNAs de cuatro puertos.

Hemos presentado un análisis detallado de la configuración UDM propuesta basada en un análisis modal de un modelo de circuito de alta frecuencia del CMC. Esto nos ha permitido obtener expresiones analíticas para los coeficientes de transmisión del CMC en términos de las admitancias de los modos naturales del CMC, tanto para el montaje DM como para el UDM. A partir de estas expresiones, ha sido posible determinar los modos realmente excitados en cada configuración e identificar las condiciones que aseguran respuestas similares del CMC para las configuraciones de medida DM y UDM. Con base en este análisis y en resultados

<sup>3</sup> Hemos utilizado baluns construidos con transformadores comerciales de banda ancha 1 : 1 Coilcraft WB2010-1 [131].



experimentales, hemos demostrado que el montaje DM es inherentemente inmune al acoplamiento eléctrico externo (simétrico) mientras que el UDM es sensible a este efecto. Por el contrario, hemos verificado que las configuraciones DM y UDM son igualmente sensibles al efecto de un acoplamiento magnético del CMC con superficies conductoras cercanas, y que esto se debe a que este tipo de acoplamiento modifica la inductancia de fuga del CMC. Hemos cuantificado el impacto de acoplos eléctricos y magnéticos en algunos casos prácticos y hemos descubierto que, siempre que se evite o se tenga en cuenta la presencia de superficies conductoras cercanas, la configuración UDM propuesta se puede utilizar para evaluar la respuesta de un CMC al ruido DM dentro de un rango de frecuencias de interés práctico.

Por último, es interesante resaltar que tanto la configuración UDM como la DM implican la medida de un coeficiente de transmisión en lugar de requerir medida de impedancias del CMC. Esto contribuye a la simplicidad del método de caracterización, ya que permite evitar medidas adicionales para tener en cuenta el efecto de los cables y/o accesorios de prueba (medidas de compensación), que a menudo son necesarias cuando se miden impedancias directamente.



## 5 Apantallamiento para Chokes de Modo Común en Filtros EMI

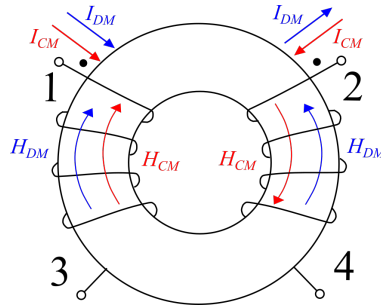
---

Este capítulo se enmarca en el contexto de la búsqueda de soluciones para mejorar el comportamiento de filtros EMI que no impliquen un aumento del peso y volumen del filtro. Se trata de aprovechar el conocimiento adquirido sobre técnicas de caracterización de chokes y sobre el impacto y sentido físico de los efectos parásitos que determinan su rendimiento a frecuencias altas para estudiar el efecto de bandas metálicas diamagnéticas (cobre) sobre un choke cuando éste se encuentra montado en un filtro EMI. El objetivo principal es determinar si la respuesta del choque de modo común puede modificarse y, en particular, si puede mejorarse. También se tratará de identificar y cuantificar claramente el mecanismo físico responsable de los cambios encontrados en la atenuación del choke de modo común y del filtro EMI completo. Se estudia el impacto de la presencia de superficies conductoras para las dos configuraciones más típicas de los choques de modo común: montados verticalmente y horizontalmente.

Como resultado, este estudio nos ha permitido diseñar una técnica de apantallamiento óptimo para choques que permite mejorar significativamente la atenuación tanto al ruido en modo común como al ruido en modo diferencial de un filtro EMI a altas frecuencias. Las características clave de la técnica aquí descrita son que se puede aplicar fácilmente y que no resulta en un aumento del peso, volumen o coste del filtro.

### 5.1 Análisis del Efecto de Superficies Conductoras Cercanas sobre la Respuesta de un CMC

La Figura 5.1 muestra un esquema de un CMC de dos fases, que está formado por dos bobinas iguales enrolladas en un núcleo magnético. La auto-inducción de cada bobina es  $L$  y la inductancia mutua entre ellos es  $M$ . Por lo tanto, tal y como se definió en el Capítulo 1, a bajas frecuencias, cada devanado presenta

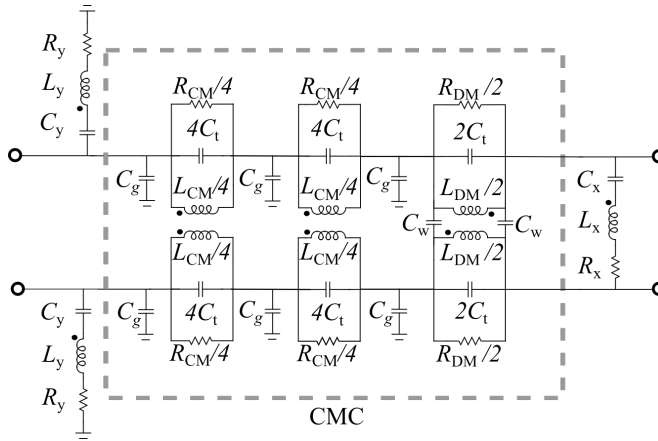


**Figura 5.1** CMC con los campos  $H$  creados por las corrientes CM y DM dentro del núcleo.

una inductancia  $L_{CM}$  a las corrientes CM y  $L_{DM}$  a las corrientes DM. Merece la pena recordar que  $L_{DM}$  se suele denominar inductancia de fuga porque está relacionada con los campos magnéticos de fuga de cada bobina (*stray magnetic fields*) que cierran sus líneas de campo por fuera del núcleo en lugar de enlazar a la otra bobina [46].

En el Capítulo 2 se demostró que el modelo de circuito de un CMC se puede dividir en dos bloques: un bloque CM compuesto por dos inductancias  $L_{CM}/2$  perfectamente acopladas que justifican la respuesta CM del CMC y otro bloque (bloque DM) con dos inductancias  $L_{DM}/2$  perfectamente acopladas con signo opuesto del coeficiente de acoplamiento. Este último bloque explica la respuesta DM del CMC. Un modelo de circuito del CMC basado en esa idea se incluye dentro del esquema de un filtro EMI, que se muestra en la Figura 5.2. Este modelo de circuito del CMC incluye las capacidades parásitas propias de cada uno de los devanados ( $C_t$ ) y las capacidades parásitas entre los devanados ( $C_w$ ) para tener en cuenta los efectos capacitivos que normalmente determinan la respuesta real de los CMCs a altas frecuencias [100]. Además, este modelo también incluye capacidades parásitas a tierra ( $C_g$ ) para tener en cuenta el efecto de las superficies metálicas cercanas a tierra. Esas capacidades se pueden ignorar si se evita la presencia de superficies metálicas cerca del entorno del CMC [61]. En su lugar, en este trabajo rodearemos a propósito el CMC con estructuras conductoras que, cuando están conectadas a tierra, pueden hacer que las corrientes de alta frecuencia fluyan hacia el plano de retorno. Para dar cuenta aproximadamente del hecho de que éste es un efecto distribuido a lo largo de los devanados, hemos dividido el bloque CM del modelo del CMC en un modelo equivalente donde se conectan dos bloques CM iguales en serie y hemos agregado las capacidades  $C_g$  en ambos lados del CMC y entre estos bloques, como se muestra en la Figura 5.2.

El modelo de circuito del filtro EMI que se muestra en la Figura 5.2 incluye el modelo del condensador  $C_X$  y los dos condensadores  $C_Y$  que, generalmente, forman un filtro EMI de una sola etapa. Este modelo para los condensadores incluye sus inductancias parásitas equivalente en serie (ESL) y sus resistencias equivalente en serie (ESR) [62, 124]. Para analizar la respuesta de este filtro, se considera en este análisis el acoplamiento magnético entre los condensadores  $C_X$  y  $C_Y$  (coeficiente de acoplamiento  $k_{XY}$ ) y entre cada condensador y  $L_{DM}$  ( $k_{XDM}$  y  $k_{YDM}$ ) [124]. El



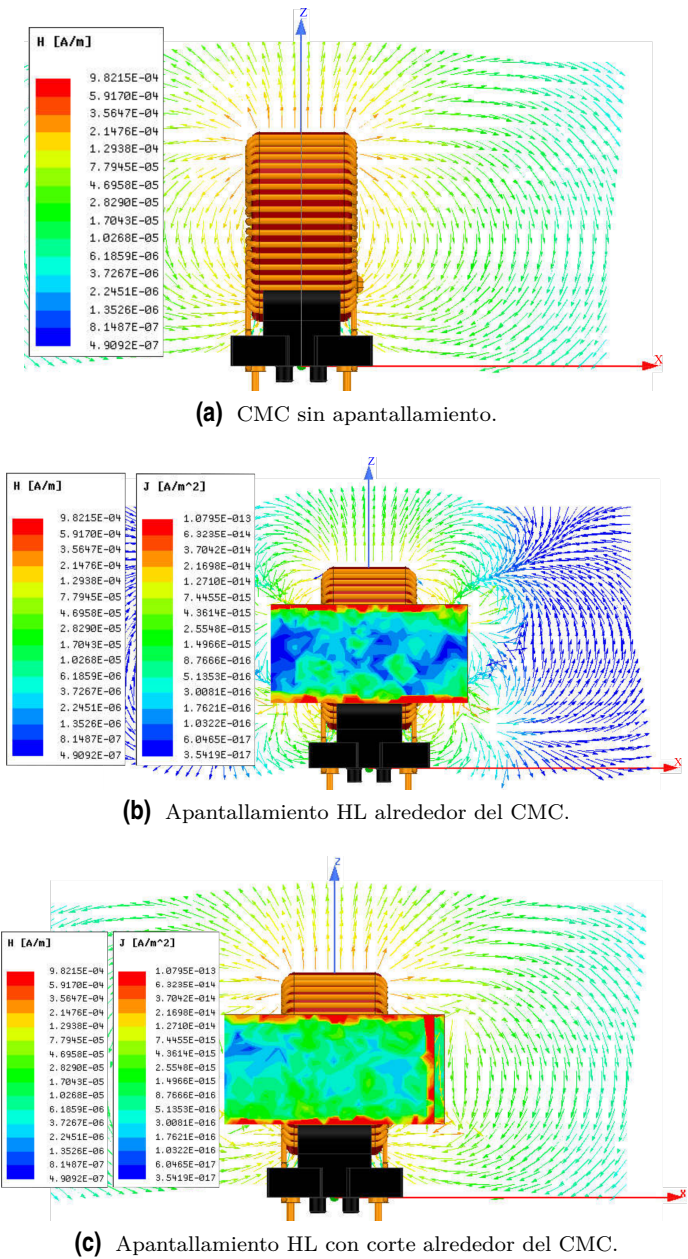
**Figura 5.2** Modelo de circuito de alta frecuencia de un filtro EMI. Dentro de las líneas discontinuas está el modelo del CMC.

acoplamiento de  $L_{CM}$  con los condensadores cercanos suele ser pequeño y, por lo tanto, lo ignoraremos en este trabajo [96].

Para analizar los efectos de superficies metálicas cercanas a un CMC, es conveniente distinguir entre situaciones donde la excitación del choke es en CM y donde es en DM.

Como se indica en la Figura 5.1, un CMC excitado por corrientes CM crea campos magnéticos que se encuentran confinados en el núcleo magnético del CMC [56]. En consecuencia, el flujo magnético neto a través de cualquier superficie delimitada por un lazo conductor cerrado colocado alrededor del CMC es nulo, por lo que no se inducirán corrientes apreciables en dicho lazo conductor debido a la Ley de Faraday. Por lo tanto, el acoplamiento magnético entre el lazo y el CMC no modificará significativamente el comportamiento del CMC. Sin embargo, dado que la impedancia de un CMC es alta para las corrientes CM, esas corrientes crearán una caída de voltaje significativa en los devanados del CMC. El campo eléctrico asociado con esta caída de tensión (alterna) es en principio propenso al acoplamiento eléctrico (capacitivo) con cualquier superficie conductora lo suficientemente cercana a los devanados que ofrezca un camino de baja impedancia de regreso a la fuente a través, por ejemplo, del plano de retorno (plano de masa) de la placa de circuitos (PCB) donde se encuentre montado el filtro. Por lo tanto, los posibles beneficios proporcionados por una estructura conductora colocada cerca de un CMC excitado en CM deben provenir de un acoplamiento capacitivo entre el CMC y la estructura metálica, que debe conectarse al plano de retorno del filtro. Sin embargo, hay que tener en cuenta que el acoplamiento eléctrico a una superficie metálica también puede modificar las capacidades parásitas entre los devanados del CMC.

A diferencia del campo magnético asociado con las corrientes CM en el CMC, el campo magnético creado por las corrientes DM es mucho más débil dentro del núcleo y cierra sus líneas de campo fuera del mismo [56]. En este sentido, el CMC excitado por las corrientes DM puede considerarse como una bobina simple con un



**Figura 5.3** Campo  $\vec{H}$  creado por las corrientes DM a 10 MHz para el CMC identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 (2.2 mH) en la Tabla 5.1. Las simulaciones han sido realizadas en ANSYS® Maxwell™.

núcleo de tipo barra (abierto). En la Figura 5.3a se muestra un ejemplo que ilustra la distribución espacial típica del campo  $H$  de un CMC excitado por corrientes DM. Hemos calculado este campo a 10 MHz en ANSYS<sup>®</sup> Maxwell<sup>™</sup>, que hace uso del método de los elementos finitos aplicado a las ecuaciones de Maxwell para la resolución de problemas electromagnéticos 3D, y el modelo CAD del CMC proporcionado por el fabricante. Los detalles de este CMC se proporcionan en la Tabla 5.1, donde se denomina VCMC (del inglés *Vertical Common Mode Choke*). El campo magnético alterno del CMC excitado por las corrientes DM puede inducir fácilmente corrientes de Foucault en un lazo conductor que rodea al CMC. Un efecto de esas corrientes de Foucault inducidas es disminuir el flujo magnético neto dentro de los devanados, lo que provoca una disminución de la inductancia de fuga ( $L_{DM}$ ) del CMC, de la misma manera que un lazo metálico cerrado colocado alrededor de una bobina disminuye su auto-inductancia [97]. Dado que la inductancia de fuga de un CMC se aprovecha con frecuencia para proporcionar cierta atenuación del ruido DM [46], este efecto es en principio indeseable.

Otro efecto que debe esperarse de una banda conductora colocada alrededor de un CMC excitado en DM es un cambio en el campo magnético de dispersión fuera del CMC. De hecho, el uso de bandas conductoras (denominadas bandas de Faraday) que rodean a los componentes magnéticos, como los transformadores, es una técnica bien conocida destinada a reducir el acoplamiento magnético con componentes adyacentes al limitar el campo magnético creado por el dispositivo [56]. Este efecto se puede observar en el campo  $H$  representado en la Figura 5.3b, donde se simula el mismo CMC que en la Figura 5.3a con la diferencia de que se ha colocado una banda horizontal de cobre, de 5 mm de ancho y 35  $\mu$ m de espesor, alrededor del CMC. La Figura 5.3b revela que el lazo conductor horizontal (HL del inglés *Horizontal Loop*) proporcionado por esta banda de cobre modifica drásticamente el campo  $H$  fuera del CMC. De hecho, la magnitud del campo magnético está claramente reducida. No obstante, el patrón del campo magnético está profundamente alterado por la presencia del HL. En la Figura 5.3b se puede observar que, debido al efecto pelicular o *skin effect*, las corrientes de Foucault tienden a concentrarse en los bordes del lazo. Esas corrientes de Foucault rodean el HL y crean un campo magnético neto con una componente significativa en la dirección que se aleja del CMC (componente  $x$  en la vista lateral que ofrece la Figura 5.3b). Este campo magnético puede causar fácilmente un acoplamiento magnético con los componentes del filtro ubicados cerca del CMC, por ejemplo, los condensadores de un filtro EMI compacto, que generalmente se colocan con sus lazos de corriente asociados perpendiculares al eje  $x$  en la Figura 5.3b. Para demostrar el papel de las corrientes de Foucault horizontales a lo largo del HL en este efecto, hemos verificado que cuando se incluye un corte vertical en el HL, de forma que se evita la circulación de esas corrientes a lo largo del borde de la tira conductora, el campo  $H$  simulado fuera del núcleo mostrado en la Figura 5.3c es similar al del caso en el que la tira conductora no existe (Figura 5.3a).

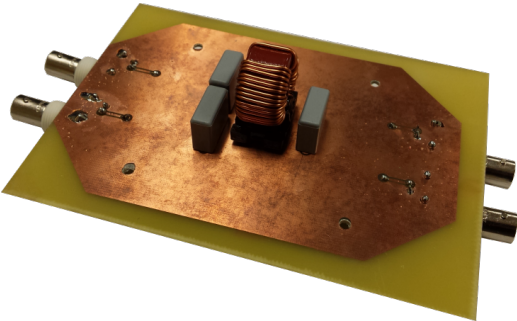
En resumen, la presencia de bandas conductoras cerca de un CMC puede provocar cambios en la inductancia de fuga  $L_{DM}$  del CMC. También puede modificar las capacidades parásitas del CMC y los coeficientes de acoplamiento magnético entre

**Tabla 5.1** Descripción y parámetros de los CMCs del fabricante WÜRTH ELEKTRONIK que se han medido en este capítulo, donde  $L$  es la auto-inductancia nominal de cada bobina.

Nombre	Número del componente	$L$ (mH)	$L_{CM}$ (mH)	$L_{DM}$ (uH)	$C_w$ (pF)	$C_t$ (pF)	$R_{CM}$ (kΩ)	$R_{DM}$ (kΩ)
VCMC	744824622	2.2	4.56	4.17	3.43	9.17	18.39	6.89
HCMC	7446622002	2.2	4.83	5.10	6.82	9.18	23.12	12.67

**Tabla 5.2** Condensadores usados en los filtros EMI construidos. Fabricante: VISHAY.

Nombre	Número del fabricante/C Nominal	$C$ (nF)	ESR (mΩ)	ESL (nH)
$C_Y$	BFC233860223/22nF	20	80	15.7
$C_X$	59422223392224/220nF	220	80	15.7



**Figura 5.4** Fotografía de filtro EMI construido con dos condensadores  $C_Y$  de 22nF, un condensador  $C_X$  de 220nF y el CMC identificado en la Tabla 5.1 como VCMC.

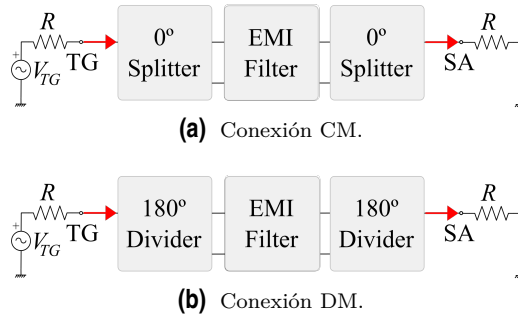
el CMC y los condensadores cercanos. En la siguiente sección analizaremos y cuantificaremos estos cambios en varios casos prácticos.

## 5.2 Resultados Experimentales

El análisis presentado en la sección anterior sugiere que es posible modificar los efectos de los elementos parásitos de un CMC colocando una superficie metálica cerca del CMC. En esta sección se investigará el efecto sobre la respuesta de los CMC de lazos conductores horizontales (HL) y verticales (VL del inglés *Vertical Loop*) que rodean al CMC. Fabricaremos estos lazos con cinta de cobre de 5 mm de ancho y 35 μm de espesor. Aunque se ha utilizado cinta de cobre por su disponibilidad en cualquier laboratorio de EMC, bandas conductoras de cualquier otro material no magnético con alta conductividad como el aluminio dan resultados similares.

En esta sección mediremos la magnitud de los coeficientes de transmisión  $|S_{21}|$  de los CMC como componentes independientes y de los filtros EMI con el mismo CMC montado. Paa realizar estas medidas hemos usado un VNA Rhode&Schwarz ZND. Hemos utilizado balunes y RD para medir la respuesta frente a excitaciones CM y DM,  $S_{CC21}$  y  $S_{DD21}$  respectivamente Un diagrama de las distintas configuraciones





**Figura 5.5** Configuraciones experimentales para medir un filtro EMI con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG).

se puede ver en la Figura 5.5.

A lo largo de la presente sección, mostraremos resultados para dos CMC comerciales cuyas descripciones se encuentran en la Tabla 5.1. La principal diferencia entre los dos CMC en la Tabla 5.1 es que en uno de ellos, denominado VCMC, el núcleo de está montado verticalmente, mientras que el otro, denominado aquí HCMC (del inglés *Horizontal Common Mode Choke*), está encapsulado y el núcleo está dispuesto horizontalmente respecto a la placa de circuitos. Estos dos CMC son representativos de las dos presentaciones más típicas de CMCs comerciales. Hemos comprobado que las conclusiones aquí obtenidas para estos dos casos son similares para diferentes CMCs del mismo tipo. En la Tabla 5.1 proporcionamos los parámetros del modelo de circuito de alta frecuencia de estos dos CMC (ver Figura 2.10). Estos parámetros se han obtenido utilizando la técnica de caracterización descrita en el Capítulo 2.

Los filtros EMI medidos se han fabricado en un sustrato FR4. Una imagen de uno de los filtros se muestra en la Figura 5.4. Los valores de los condensadores montados en estos filtros y sus parásitos ESL y ESR se dan en la Tabla 5.2. Los elementos del filtro se colocan en el lado del plano de tierra para facilitar la conexión a tierra de las bandas conductoras cuando sea necesario.

### 5.2.1 Efecto de un VL y un HL en el Modo Común

Del análisis expuesto en la sección 5.1 se espera que las corrientes de Foucault horizontales tengan un efecto insignificante en el comportamiento de un CMC excitado en CM. De hecho, hemos comprobado para los dos CMCs analizados que al colocar un HL alrededor del CMC no existe ningún cambio notable de su respuesta frente a CM, independientemente de si están o no montados en un filtro EMI. Por el contrario, se puede lograr una mejora en la respuesta CM de un CMC al colocar a su alrededor un VL, siempre y cuando el VL esté conectado a tierra. Esto se muestra en la Figura 5.6, que muestra las curvas  $S_{CC21}$  del CMC denominado VCMC en la Tabla 5.1 en dos casos: con y sin un VL a tierra. La fotografía del CMC con el VL colocado sobre él se muestra en la propia Figura 5.6. En esa figura puede apreciarse que la atenuación por encima de 1 MHz es ligeramente mayor

**Tabla 5.3** Parámetros del circuito de alta frecuencia del filtro EMI mostrado en la Figura 5.2 obtenido para diferentes tipos de apantallamiento aplicados al CMC del filtro mostrado en la Figura 5.4.

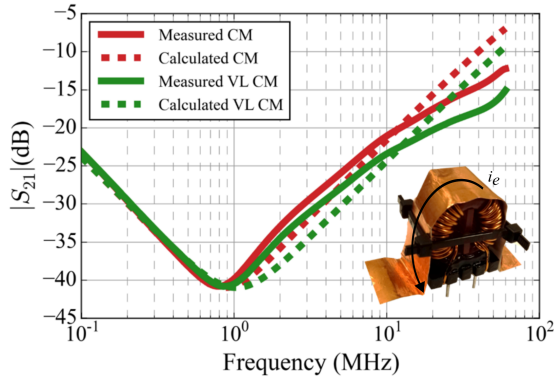
	$L_{DM}$ (uH)	$k_{YDM}$	$k_{XDM}$	$k_{XY}$	$L_Y$ (nH)	$L_X$ (uH)	$C_t$ (pF)	$C_g$ (pF)
Sin Apantallamiento	4.17	0.47	-0.05	-0.0018	15.7	15.7	9.17	0
HL	2.42	-0.06	-0.039	0.005	10.0	10.0	9.17	0
HL con corte	3.81	0.20	-0.041	0.003	8.0	8.0	9.17	0
VL	3.86	0.014	-0.059	0.0031	7.0	7.0	10.7	20
Cu-Box	2.91	0.099	-0.021	0.0039	6.2	6.2	10.7	20

cuando el VL está colocado en el CMC. Dado que este efecto requiere la conexión a tierra del VL, que no sería necesario para lograr el acoplamiento magnético pero que puede desviar efectivamente las corrientes de desplazamiento a tierra, podemos concluir que la mejora observada se debe al acoplamiento capacitivo. Una confirmación adicional de esto se puede obtener al verificar que estos resultados no se modifican al realizar un corte en la parte superior del VL que evita la circulación de corrientes de Foucault a lo largo del camino que ofrece el VL. Esto descarta el papel de estas corrientes inducidas en el efecto observado.

Los resultados calculados que se muestran en la Figura 5.6 se han obtenido por búsqueda de parámetros con el modelo de circuitos del CMC que se muestra en la Figura 5.2. Los parámetros para el CMC sin apantallamiento son los que se muestran en la Tabla 5.1. Para dar cuenta del efecto del VL es suficiente con modificar esos parámetros de manera que se incluyan un conjunto de pequeñas capacidades parásitas a tierra  $C_g = 20\text{pF}$  y se aumenten ligeramente las capacidades parásitas entre vueltas,  $C_t$ , de  $9.2\text{pF}$  a  $10.7\text{pF}$ . La concordancia entre las curvas medidas y calculadas sugiere que, en efecto, la modificación de la respuesta del CMC a altas frecuencias que provoca el VL puede explicarse por la aparición y el aumento de acoplos capacitivos.

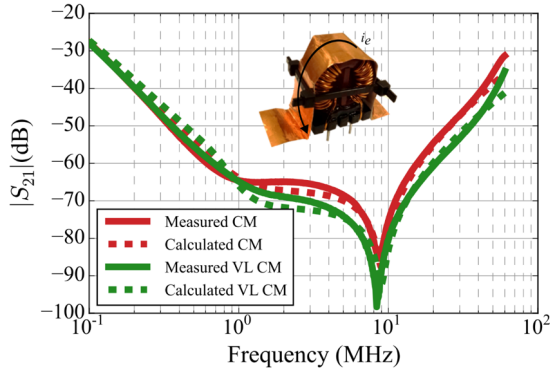
Las conclusiones obtenidas respecto al efecto de un VL en la respuesta CM del CMC son consistentes con los resultados obtenidos para  $|S_{CC21}|$  cuando se inserta el CMC en un filtro EMI, que se muestran en la Figura 5.7. En estas curvas se puede observar un incremento de la atenuación proporcionada por el filtro por encima de 1MHz. Esta mejora se puede explicar por el aumento de la atenuación que proporciona el CMC como consecuencia de la presencia del VL conectado al plano de masa (Figura 5.6). De hecho, los resultados calculados que se muestran en la Figura 5.7, y que coinciden bastante bien con las medidas, se han obtenido utilizando los parámetros del VCMC en la Tabla 5.1 con las modificaciones de  $C_t$  y  $C_g$  que se ha comentado en el párrafo anterior que son necesarias parata tener en cuenta el efecto del VL.

En resumen, los resultados mostrados en este apartado demuestran que un HL no tiene un efecto significativo sobre la atenuación CM de un CMC. Por el contrario, un VL puede proporcionar una ligera mejora de la atenuación que ofrece el CMC a frecuencias altas siempre que el VL esté conectado al conductor de retorno. Esta mejora puede explicarse por la aparición e incremento de acoplos capacitivos. Esto es coherente con el hecho de que para un CMC excitado en CM



**Figura 5.6** Curvas  $|S_{CC21}|$  medidas y calculadas para el VCMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo vertical.

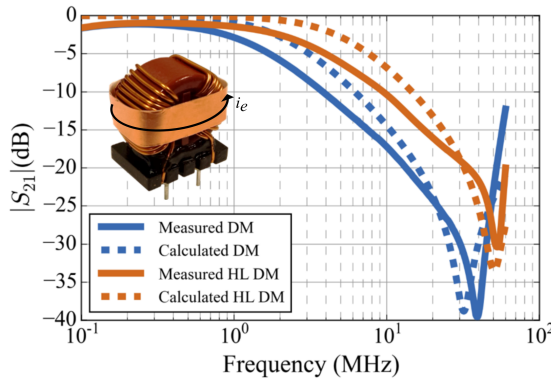
el campo magnético se encuentra confinado en el interior de su núcleo.



**Figura 5.7** Curvas  $|S_{CC21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI mostrado en la Figura 5.4. Análisis del efecto de un lazo vertical.

### 5.2.2 Efecto de un VL y un HL en el Modo Diferencial

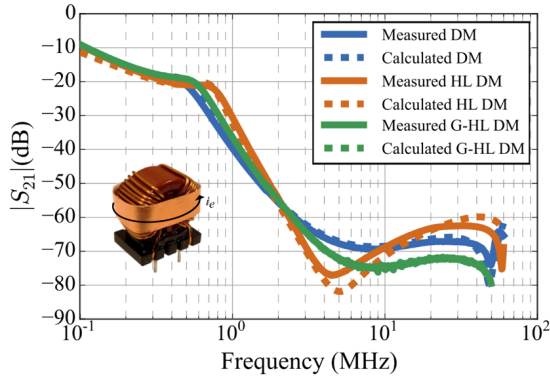
En este experimento, analizamos el efecto de un HL en la respuesta DM de un CMC. En particular, los resultados para el VCMC aislado en la Tabla 5.1 se muestran en la Figura 5.8. Estos resultados revelan que el coeficiente de transmisión del VCMC excitado en DM ( $|S_{DD21}|$ ) se altera de manera significativa ante la presencia de un HL. Para demostrar que este efecto está asociado a corrientes de Foucault horizontales, hemos comprobado que la respuesta del VCMC no se modifica cuando se aplica un HL (con un corte en el lazo que impida la circulación de esas corrientes) con respecto al caso del VCMC sin HL. La Figura 5.8 muestra que el efecto de un HL es, de hecho, reducir la atenuación proporcionada por el



**Figura 5.8** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el VCMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo horizontal.

VCMC. Como se explicó en la Sección 5.1, esto se debe a una reducción de  $L_{DM}$  del CMC. Para cuantificar esta reducción hemos ajustado la curva experimental realizando una búsqueda avanzada de los parámetros del modelo de circuito de la Figura 5.2 usando GA. Los parámetros obtenidos con el GA se proporcionan en la Tabla 5.3. La Figura 5.8 muestra que se consigue un buen ajuste entre la curva ajustada y la curva medida. Esto prueba que un HL causa una reducción de  $L_{DM}$  del CMC. En particular, para el VCMC en la Tabla 5.1 el efecto del HL es reducir  $L_{DM}$  aproximadamente un 40%, lo que causa una disminución en la atenuación proporcionada por el CMC en las frecuencias por encima de 1 MHz, como se aprecia en la Figura 5.8. Otra consecuencia de reducir  $L_{DM}$  es que la frecuencia de resonancia del VCMC incrementa desde 40 MHz hasta 55 MHz.

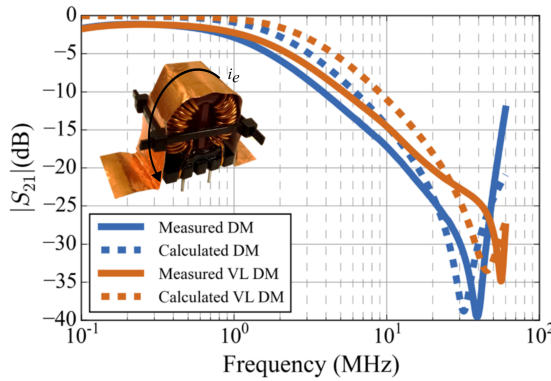
También se ha analizado el efecto de un HL que rodea el VCMC cuando este CMC se coloca en un filtro EMI como el de la Figura 5.4. Los coeficientes de transmisión  $|S_{DD21}|$  medidos de este filtro se muestran en la Figura 5.9 para los casos de CMC con y sin HL. En esa figura se puede ver que, debido a la disminución de  $L_{DM}$ , el filtro sin HL ofrece mayor atenuación a bajas frecuencias que el que incorpora un HL. De hecho, el HL solo proporciona un mejor resultado entre 2 MHz y 10 MHz. Además, hemos observado que el comportamiento por encima de 2 MHz está determinado en gran medida por la posición exacta del HL, con mejores resultados obtenidos cuando el HL se coloca muy cerca de la parte inferior del CMC (este caso corresponde a los resultados mostrados en la Figura 5.9). Una hipótesis que explicaría este fenómeno es la siguiente: las corrientes de Foucault que fluyen en lazos cerrados en las paredes verticales del HL están proporcionando un efecto de apantallamiento que disminuye el acoplamiento del CMC con los condensadores del filtro. Este efecto es más acusado cuanto más abajo se coloque el HL porque a las frecuencias a las que ese efecto se nota las corrientes en el interior de los condensadores siguen un camino muy cercano a su base [62]. Por otro lado, nuestra hipótesis para explicar el hecho de que por encima de 10 MHz el CMC con HL empeore la atenuación del filtro frente al caso en que no existe



**Figura 5.9** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI en la Figura 5.4. Comparación de tres casos: CMC sin apantallamiento, CMC con un apantallamiento HL y CMC con apantallamiento HL con corte (G-HL).

HL es que este efecto es causado por las corrientes de Foucault horizontales que rodean la banda conductora. Como se explica en la sección 5.1, esas corrientes de Foucault crean un campo magnético con una componente horizontal (eje  $x$  en la Figura 5.3) que da lugar a un aumento del acoplamiento con los condensadores del filtro EMI. Para probar esto, hemos repetido nuestro experimento con un HL al que se le ha practicado un corte vertical. Dicho corte vertical se ha realizado en uno de los lados laterales del CMC, a fin de permitir el flujo de corrientes de Foucault en los lados de la cinta conductora que enfrentan a los condensadores del filtro EMI. Los resultados también se incluyen en la Figura 5.9, lo que muestra que el HL con corte (etiqueta G-HL) proporciona los mejores resultados en todo el rango de frecuencia. Concluimos que al evitar que las corrientes de Foucault horizontales rodeen el HL, atenúamos la disminución de  $L_{DM}$  y también evitamos el aumento del acoplamiento mutuo entre el CMC y los condensadores cercanos que se asocia con esas corrientes de Foucault.

Junto con los resultados medidos, la Figura 5.9 incluye, para los tres casos de apantallamiento del VCMC en el filtro EMI analizado, los resultados calculados para  $|S_{DD21}|$ . Estos resultados calculados se han obtenido al realizar una búsqueda de los parámetros del modelo de circuito del CMC de la Figura 5.2 que nos permiten ajustar las curvas experimentales. Hemos llevado a cabo esta búsqueda utilizando un método de extracción de parámetros avanzado basado en GA [109]. De acuerdo con nuestras hipótesis, solo hemos permitido que el algoritmo de búsqueda modifique los parámetros inductivos del modelo de circuito del filtro, a saber,  $L_{DM}$ , la auto-inducción de los condensadores y los acoplamientos mutuos. Los parámetros obtenidos se proporcionan en la Tabla 5.3. Se puede observar una buena concordancia entre las curvas medidas y calculadas en la Figura 5.9. Además, este buen resultado se logra mediante cambios en los parámetros que son consistentes con nuestras principales hipótesis. Es decir, que el efecto del HL es disminuir  $L_{DM}$  (con menos cambio en el caso del HL con un corte), así como las



**Figura 5.10** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo vertical.

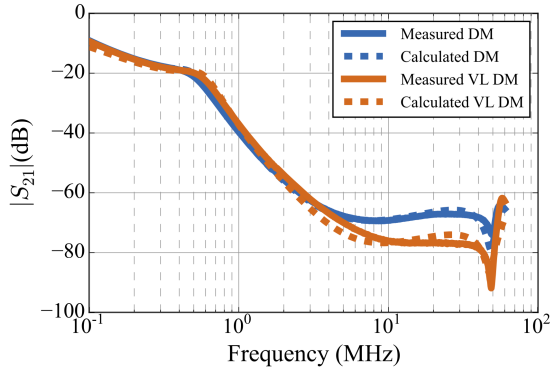
auto-inducciones de los condensadores. Además, los acoplamientos mutuos entre los componentes son más fuertes sin apantallamiento, y son alterados de forma diferente por un HL con y sin corte<sup>1</sup>.

En resumen, un HL da lugar a una disminución de  $L_{DM}$  del CMC y a una modificación de los campos magnéticos del CMC que provoca un aumento del acoplamiento del CMC con los condensadores cercanos. Esos efectos negativos pueden evitarse con un HL al que se le aplica un corte. Además, un HL proporciona una cierta cantidad de apantallamiento asociado con los lazos de corriente en los lados de la banda conductora hacia los condensadores, lo cual es un efecto positivo.

Cuando se coloca un VL en lugar de un HL en el CMC, éste también causa una disminución de su atenuación DM debido a una disminución de  $L_{DM}$  [64]. Esto se muestra en la Figura 5.10. Curiosamente, este impacto negativo del VL se vuelve positivo cuando el VL se coloca en un CMC que está montado en un filtro EMI<sup>2</sup>. La Figura 5.11 muestra que se obtiene una mejora de aproximadamente 10dB en la atenuación proporcionada por el filtro con el VCMC en la Figura 5.4 en el rango de alta frecuencia (por encima de 10MHz). Esta mejora no se observa si utilizamos un VL con un corte, lo que indica que este efecto está relacionado con las corrientes de Foucault que fluyen a lo largo del VL. Estas corrientes de Foucault causan una reducción de la inductancia parásita de los condensadores y de la inductancia mutua entre el CMC y los condensadores. Un efecto similar ha sido reportado

<sup>1</sup> Merece la pena comentar aquí un aspecto relevante respecto al sentido físico de los parámetros calculados para el filtro con apantallamiento. Nuestro modelo de circuito del filtro EMI no incluye a la propia banda conductora como un elemento separado, sino que incorpora su efecto en los nuevos parámetros inductivos. Por esta razón, los parámetros inductivos de la Tabla 5.3 no pueden interpretarse directamente como las auto-inducciones reales y los coeficientes de acoplamiento reales entre los componentes del filtro con apantallamiento. En su lugar, corresponderían a los parámetros de un filtro EMI equivalente mejorado sin apantallamiento.

<sup>2</sup> Para lograr un VL cerrado, en este caso es más práctico conectar ambos lados de la banda conductora al plano de retorno por los dos lados del CMC para cerrar el bucle de corriente debajo del CMC a través de dicho plano conductor.



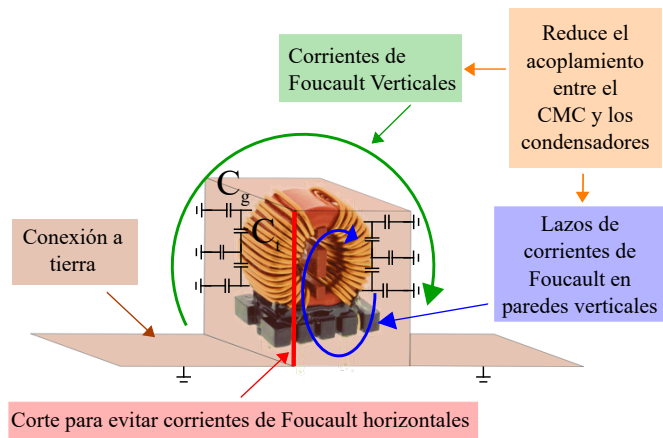
**Figura 5.11** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI mostrado en la Figura 5.4. Análisis del efecto de un lazo vertical.

previamente en [96], donde se usa un bucle de cancelación en un filtro EMI para reducir tanto el acoplamiento mutuo como la auto-inducción de los condensadores. Para confirmar la causa de la mejora medida, hemos realizado una búsqueda de parámetros en el modelo de circuito del filtro, obteniendo el conjunto de parámetros que se muestra en la Tabla 5.3. El excelente ajuste encontrado entre las curvas medidas y calculadas en la Figura 5.11 confirma que la mejora proporcionada por el VL puede explicarse mediante una reducción de los acoplamientos entre los condensadores y el CMC,  $k_{YDM}$  y  $k_{XDM}$  y también por una disminución de las inductancias parásitas de los condensadores ( $L_X$  y  $L_Y$ ). Estos efectos positivos compensan la leve reducción de  $L_{DM}$  y el pequeño aumento de  $C_t$  que generalmente causa el VL.

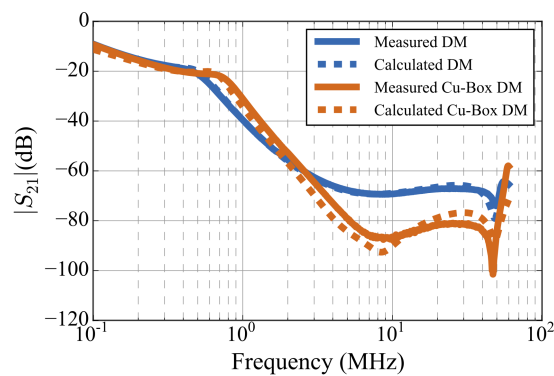
### 5.2.3 Diseño de un Apantallamiento Optimizado

Las conclusiones obtenidas de los resultados anteriores son que, para mejorar la atenuación de un filtro EMI tanto para CM como para DM, el apantallamiento del CMC debe permitir que las corrientes de Foucault fluyan a lo largo de un camino vertical que rodea al CMC y también en las paredes de conducción verticales orientadas hacia la condensadores. El apantallamiento también debe estar conectado a tierra, pero las corrientes de Foucault no deben fluir horizontalmente rodeando el CMC. La Figura 5.12 muestra una imagen de una caja metálica hecha de cinta de cobre (a la que nos referiremos como Cu-Box) diseñada para cumplir con todos estos requisitos. Esta Cu-Box cuenta con un corte en uno de sus bordes verticales, para evitar que fluyan las corrientes de Foucault horizontales. Además, la Cu-Box incorpora un par de solapas laterales pensadas para facilitar su conexión al plano de retorno. Mediante esta conexión al plano de masa también se cierra por debajo del CMC el camino cerrado de los bucles de corrientes verticales que contribuyen a reducir el acoplo del CMC con componentes próximos.

Para verificar el rendimiento de este apantallamiento, la Figura 5.13 compara los coeficientes de transmisión  $|S_{DD21}|$  medidos para el filtro EMI de la Figura 5.4 con y



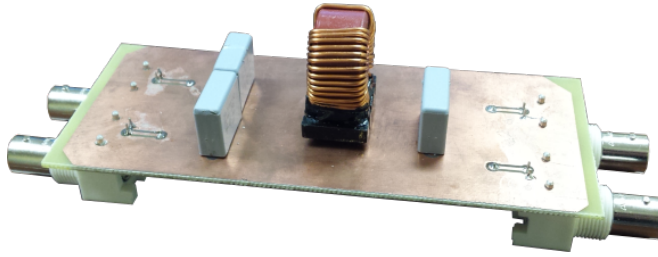
**Figura 5.12** Esquema 3D del apantallamiento (Cu-Box) diseñado junto con una breve descripción de sus principales características. La posición de los condensadores con respecto al CMC se puede visualizar en la Figura 5.4 y en la Figura 5.14.



**Figura 5.13** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI de la Figura 5.4 con y sin la Cu-Box colocada en el CMC.

sin la Cu-Box instalada en el VCMC. Esa figura muestra que la Cu-Box proporciona mejoras de 10 a 20dB en la atenuación provista por el filtro para el ruido DM a altas frecuencias. Esto compensa claramente la leve disminución de la atenuación del filtro en las frecuencias alrededor de 1MHz, lo que está relacionado con la disminución de la inductancia de fuga del CMC, como ya se explicó anteriormente. Además, la Cu-Box aumenta la atenuación CM del filtro en aproximadamente 5dB. Dado que este efecto es proporcionado por el VL permitido por la Cu-Box, los resultados para  $|S_{CC21}|$  son idénticos a los que se muestran en la Figura 5.7 para ilustrar el efecto de un VL en el filtro EMI. En consecuencia, esa figura no se repite aquí. Es importante señalar que las curvas calculadas en la Figura 5.13 coinciden muy bien con los resultados medidos. Los parámetros parásitos correspondientes a estas curvas, que se han obtenido utilizando el algoritmo de búsqueda basado en





**Figura 5.14** Filtro EMI similar al de la Figura 5.4 pero con los condensadores separados 1 cm del CMC con respecto a su posición original.

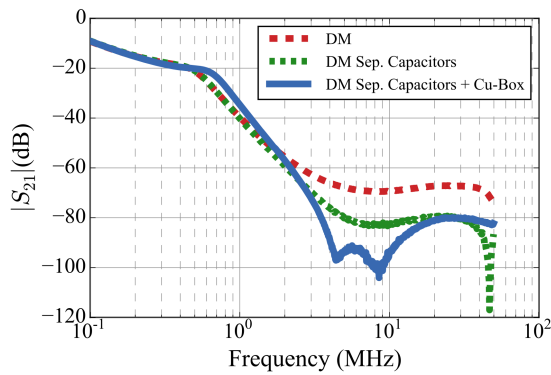
GA mencionado anteriormente, se proporcionan en la Tabla 5.3. Estos parámetros son consistentes con las conclusiones obtenidas en las secciones anteriores.

Para delimitar más claramente el alcance de la técnica de apantallamiento propuesta en este trabajo, hemos comparado la mejora proporcionada por la Cu-Box con la obtenida por una técnica de diseño alternativa que consiste en incrementar la distancia entre los condensadores del CMC. La idea es reducir el acoplamiento entre el CMC y los condensadores, mejorando así la atenuación DM proporcionada por el filtro EMI sin recurrir al apantallamiento. Es necesario mencionar que, a diferencia del uso de una Cu-Box, esta técnica de diseño aumenta el tamaño del filtro, lo que podría no ser una opción válida en aquellos casos en los que el tamaño del filtro deba minimizarse, como ocurre con frecuencia por ejemplo en aplicaciones dentro del sector aeronáutico [125].

La Figura 5.14 muestra un rediseño del filtro EMI de la Figura 5.4 donde la distancia entre los condensadores y el CMC se ha incrementado en 1 cm. Los resultados para el  $|S_{DD21}|$  de este filtro se comparan con los resultados del filtro original con y sin la Cu-Box en la Figura 5.15. En esa figura se puede observar que separar los condensadores del CMC implica una mejora en la atenuación DM a altas frecuencias de aproximadamente 10 dB. Este resultado es muy similar al obtenido con una Cu-Box en el filtro original (Figura 5.13). Sin embargo, la Cu-Box ofrece la ventaja de no requerir el rediseño del filtro. Además, también proporciona una mejora similar sin aumentar el tamaño del filtro. La Figura 5.15 también muestra que incluso en el caso de un filtro con condensadores separados, la Cu-Box puede proporcionar una mejora adicional en la atenuación DM. Esto revela que el acoplamiento mutuo entre el CMC y los condensadores no puede eliminarse por completo con una separación moderada de estos componentes, y que incluso en ese caso, un apantallamiento realizado de forma inteligente sobre el CMC puede mejorar aún más el comportamiento del filtro.

#### 5.2.4 Apantallamiento de un CMC encapsulado

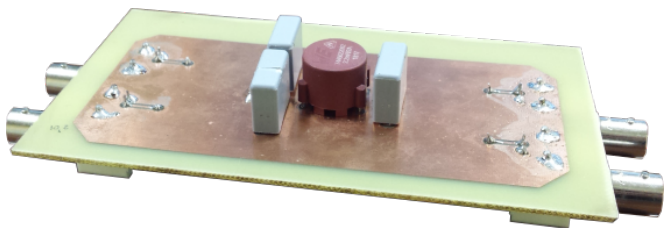
Para verificar el alcance de las conclusiones que hemos obtenido en los apartados anteriores, es interesante comprobar si la técnica de apantallamiento propuesta sigue reportando beneficios cuando el CMC apantallado, en lugar de tener un



**Figura 5.15**  $|S_{DD21}|$  medido para el filtro EMI compacto de la Figura 5.4, para un filtro EMI similar con los condensadores separados del CMC (Figura 5.14) y para ese mismo filtro EMI de la Figura 5.14 con una Cu-Box sobre el CMC.

**Tabla 5.4** Parámetros del circuito de alta frecuencia (Figura 5.2) del filtro EMI mostrado en la Figura 5.16 obtenidos para diferentes apantallamientos aplicados al CMC del filtro.

	$L_{DM}$ (uH)	$k_{YDM}$	$k_{XDM}$	$k_{XY}$	$L_X; L_X$ (nH)
Sin Apantallamiento	5.1	0.590	-0.050	-0.001	15.7
HL	3.8	-0.035	-0.025	0.008	11.1
VL	3.2	0.026	-0.009	0.005	8.0
Cu-Box	3.2	0.026	-0.009	0.005	8.0

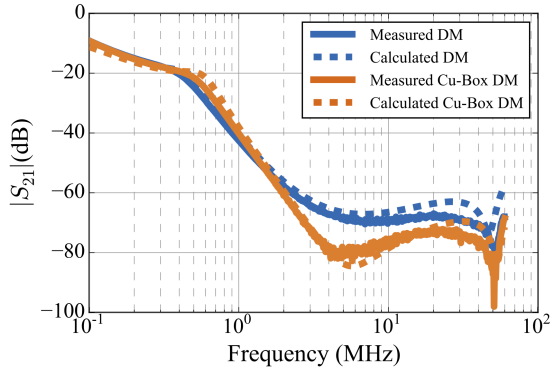


**Figura 5.16** Fotografía de un filtro EMI construido con dos condensadores Cy de 22nF, un condensador Cx de 220nF y un CMC encapsulado montado horizontalmente e identificado como HCMC en la Tabla 5.1.

núcleo dispuesto verticalmente, tiene otro tipo de presentación que es también muy común: núcleo horizontal (respecto a la placa de montaje) y encapsulado.

La Figura 5.16 muestra un filtro EMI construido con los mismos condensadores que en la Figura 5.4, pero el CMC ha sido reemplazado por un CMC encapsulado montado horizontalmente (HCMC) cuya descripción y parámetros se dan en la Tabla 5.1.

En la sección 5.2.1 hemos demostrado que el acoplamiento eléctrico entre el CMC y la banda conductora explica el efecto del VL conectado a tierra observado en  $|S_{CC21}|$ . Una diferencia clave entre el HCMC y el VCMC analizado anterior-



**Figura 5.17** Curvas  $|S_{DD21}|$  medidas y calculadas para el filtro EMI de la Figura 5.16 con y sin la Cu-Box colocada en el HCMC.

mente es que, debido al hecho de que el HCMC está integrado en resina epoxi y encapsulado en una caja de plástico, no es posible colocar la banda metálica del VL lo suficientemente cerca de los devanados para lograr un acoplamiento eléctrico significativo. Como consecuencia, hemos encontrado que el  $|S_{CC21}|$  del filtro EMI con el HCMC (Figura 5.16) no se puede mejorar utilizando apantallamiento. Sin embargo, se pueden obtener mejoras significativas para la atenuación DM de un filtro EMI. De hecho, los resultados obtenidos al envolver el HCMC con un HL o un VL son bastante similares a los presentados para el VCMC: el VL mejora la atenuación, mientras que el HL deteriora el comportamiento del filtro a altas frecuencias debido a las corrientes parásitas horizontales. Estas conclusiones sugieren que una Cu-Box también puede ser útil en este caso. Para mostrar eso, la Figura 5.17 compara las curvas  $|S_{DD21}|$  medidas para el filtro de la Figura 5.16 con y sin una Cu-Box colocada en el HCMC. En esa figura se puede observar que la atenuación del filtro anterior alrededor de 2 MHz se incrementa en 5 – 10 dB cuando la Cu-Box se coloca en el HCMC. Además, los resultados calculados representados en la Figura 5.17 coinciden bastante bien con los datos medidos. Estas curvas calculadas se obtuvieron al realizar una búsqueda con GA sobre los parámetros inductivos del filtro EMI, que se proporcionan en la Tabla 5.4. Los valores de estos parámetros son nuevamente consistentes con nuestras conclusiones generales sobre los fenómenos físicos que explican los efectos del apantallamiento en el comportamiento del filtro EMI.

### 5.3 Conclusiones

Este capítulo presenta un análisis exhaustivo del efecto de bandas conductoras situadas cerca del CMC de un filtro EMI para determinar su efecto en la atenuación del ruido CM y DM. Se ha utilizado un algoritmo de búsqueda avanzada basado en GA y un modelo de alta frecuencia del CMC y de todo el filtro para determinar y cuantificar el efecto de esas superficies conductoras en los elementos parásitos que

representan la respuesta de alta frecuencia del filtro EMI. Se ha demostrado que, aunque los lazos cerrados alrededor de un CMC pueden disminuir su inductancia de fuga, los lazos verticales reducen el acoplamiento mutuo entre el CMC y los condensadores del filtro EMI, lo que proporciona mejoras significativas en el comportamiento de los filtros EMI a altas frecuencias. Además, siempre que la banda conductora pueda colocarse lo suficientemente cerca de los devanados del CMC, los lazos verticales conectados a tierra también pueden proporcionar una atenuación adicional del ruido CM gracias a un efecto de acoplamiento eléctrico. Por otra parte, se ha demostrado que las corrientes de Foucault a lo largo de los lazos metálicos horizontales que rodean el CMC aumentan el acoplamiento del CMC con los condensadores adyacentes del filtro. Esto se ha verificado tanto experimentalmente como mediante el uso de un software electromagnético de elementos finitos 3D para calcular los campos magnéticos en las proximidades del lazo.

Esta investigación nos ha permitido diseñar una técnica de apantallamiento óptima de CMCs que permite aumentar la atenuación proporcionada por el filtro tanto para el ruido CM como para el ruido DM. Este apantallamiento proporciona una mejora de la atenuación DM del filtro que es comparable con la obtenida al separar los condensadores del CMC. Hemos verificado que esta técnica también puede aplicarse con éxito para mejorar la atenuación DM de los filtros EMI con CMC montados horizontalmente y/o encapsulados. La técnica de apantallamiento descrita aquí es de bajo coste y se puede aplicar in situ. Esto la hace útil para solucionar de manera rápida problemas de EMC (*troubleshooting*) o para ser incorporada al diseño de un filtro EMI en el que las restricciones de volumen y peso no permitan aumentar el número de componentes o la distancia entre ellos para mejorar su atenuación a altas frecuencias.

# Conclusiones Generales

---

A continuación, se exponen de forma resumida las contribuciones más relevantes de este trabajo.

- Se presenta un **análisis modal** de un CMC, tanto para un CMC de dos fases como trifásico, que nos permite demostrar que la respuesta de un CMC cuando éste se excita en la configuración OC contiene **información útil** de la atenuación que proporciona el CMC tanto en **CM** como en **DM**.
- Se ha desarrollado una técnica **rápida** de medida que se realiza con un *setup* experimental muy **simple** que hace posible anticipar la respuesta de un CMC tanto a corrientes CM como corrientes DM. Merece la pena remarcar que esta información puede acelerar enormemente el procedo de diseño o re-diseño de un filtro EMI.
- Se proporcionan **expresiones analíticas** que nos permiten identificar y calcular los parámetros principales que determinan el comportamiento de alta frecuencia de un CMC.
- Se presenta una **configuración alternativa** para medir la respuesta al ruido **DM** en CMCs. Esta configuración, a diferencia de la estándar, es desequilibrada. A pesar de que esta técnica de medida requiere tomar la precaución de no estar cerca de superficies conductoras, presenta tres ventajas principales:
  - **No requiere** el uso de circuitos auxiliares como **baluns**.
  - Dado que esta técnica se basa en la medida de la magnitud de un coeficiente de transmisión, las medidas se pueden llevar a cabo utilizando un analizador de espectros con generador de *tracking*, que es un equipo relativamente asequible y comúnmente disponible.
  - **No se requiere una calibración cuidadosa** para tener en cuenta el efecto de los cables de interconexión.

- Se ha diseñado un apantallamiento optimizado (**CuBox**) para reducir el impacto de los efectos parásitos y para **mejorar el comportamiento de alta frecuencia** de los filtros EMI. Esta técnica es **simple y eficaz**:
  - Útil para la resolución de problemas.
  - Aplicación de **bajo coste** que se puede aplicar *in situ*.
  - **No altera** las restricciones del filtro (**volúmen, peso, tamaño y coste**).

# Líneas de Trabajo Futuro

---

En un trabajo de investigación es habitual que se abran puertas a posibles mejoras y que surjan nuevas líneas de investigación relacionadas con el tema tratado. En este sentido, el trabajo que se presenta en esta Memoria no resulta una excepción. En esta sección se señalan las líneas y aspectos más importantes, que a nuestro entender, merecería la pena abordar para ampliar este trabajo.

En lo que se refiere a la caracterización de componentes magnéticos, como los CMCs, las líneas de trabajo futuras que nos parecen más interesantes son las siguientes:

- Generalización de la técnica desarrollada en este trabajo a CMCs de cuatro fases. Estos CMCs se usan los sistemas eléctricos trifásicos de 50Hz que requieren el uso del neutro, como línea de retorno ante desequilibrios en la red eléctrica, para atenuar el ruido CM. En este sentido, es necesario una caracterización a altas frecuencias de estos CMCs para obtener una predicción sobre el comportamiento de los convertidores, que alimentan máquinas eléctricas (transformadores de potencia, motores de inducción,...) que son ampliamente utilizadas en estos sistemas, tanto al ruido CM como DM.
- Generalización del método de caracterización desarrollado en este trabajo a circuitos que presenten tanques resonantes RLC asimétricos, como es el caso de los transformadores de potencia que típicamente se usa en los convertidores electrónicos. Dado que los transformadores juegan un rol crucial en el comportamiento de los convertidores, los efectos parásitos que determinan la respuesta del transformador a altas frecuencias deben de ser extraídos e incorporados a un modelo de circuito de alta frecuencia del transformador para obtener una predicción precisa sobre el comportamiento del convertidor tanto al ruido CM como al DM. Aunque el autor de esta Memoria ha hecho algunas aportaciones en esta línea, este problema presenta algunas particularidades que harían interesante un perfeccionamiento del método desarrollado.

- Se ha observado que algunos CMCS excitados con la configuración OC presentan a frecuencias altas (típicamente por encima de 100 MHz) resonancias adicionales a las descritas en este trabajo. En este sentido, algunos autores han demostrado que las resonancias sucesivas se pueden modelar añadiendo tanques resonantes RLC al modelo de circuito de alta frecuencia del CMC. Aunque este efecto suele aparecer por encima del rango de frecuencias donde típicamente se miden las emisiones conducidas, sería interesante buscar una interpretación física de este fenómeno y un método sencillo de incluirlo en el modelo de circuitos.
- La parte de la curva OC que está dominada por efectos capacitivos muestra para algunos CMCs un comportamiento que no se corresponde con el modelo sencillo de un condensador. Hemos constatado que este efecto se podría explicar por una variación rápida de la permitividad del núcleo del CMC con la frecuencia. También hemos comprobado que el modelado de esta parte de la curva mejora si se sustituye la capacidad parásita en paralelo de la bobina por un circuito RLC serie. Aunque en la mayoría de los casos esto representa solamente una ligera diferencia entre el modelo y el dispositivo real, sería interesante estudiar el impacto que una mejora del modelo del CMC puede tener sobre el modelo completo del filtro EMI.

Respecto a la parte de nuestro trabajo dedicada a la optimización de filtros EMI con técnicas de apantallamiento, existen varios aspectos que, a nuestro parecer, merecen ser tratados o investigados, ya sea como mejora de nuestro método o como campos de investigación anexos:

- Sería interesante estudiar el efecto que tienen pantallas de materiales magnéticos, como ferritas, combinadas con la CuBox desarrollada en este trabajo. Esto puede realizarse reforzando la CuBox con ferrita y ver el efecto que produce en el comportamiento del filtro EMI bajo estudio cuando se excita en CM y DM. Otra posibilidad sería mantener el diseño original de la CuBox y colocar pistas de ferrita alrededor del CMC y los condensadores cercanos para observar los cambios que se producen en el comportamiento del filtro EMI bajo estudio a altas frecuencias excitado en CM y DM. En definitiva, la idea principal detrás de esta línea de investigación es modificar el patrón del campo magnético DM creado por el CMC para mejorar el comportamiento a altas frecuencias del filtro EMI donde se monta el CMC.
- La técnica desarrollada en este trabajo se ha analizado suponiendo impedancias de fuente y carga iguales. Sin embargo, esta no es la situación que típicamente aparece en la práctica. En este sentido, la técnica desarrollada en este trabajo debe de probarse sobre un equipo electrónico para evaluar las mejoras en cuanto a reducción de emisiones conducidas.

Por último, y en relación con configuraciones alternativas para medir la respuesta DM de un CMC, se podría extender este análisis al caso de los 3P-CMCs. Existen diversas formas de conectar los devanados entre sí para medir la respuesta al ruido



DM de los 3P-CMCs. Estas alternativas podrían analizarse para determinar su diferente sensibilidad a acoplamientos eléctricos y/o magnéticos con superficies metálicas cercanas.



# Lista de Abreviaturas

---

<b>MEA</b>	More Electric Aircraft
<b>AEA</b>	All Electric Aircraft
<b>AC</b>	Alternate Current
<b>DC</b>	Direct Current
<b>TRU</b>	Transformer Rectifier Unit
<b>HVAC</b>	High Voltage Alternate Current
<b>HVDC</b>	High Voltage Direct Current
<b>THD</b>	Total Harmonic Distortion
<b>PFC</b>	Power Factor Correction
<b>APU</b>	Auxiliary Power Unit
<b>EMC</b>	Electromagnetic Compatibility
<b>SMPS</b>	Switched-Mode Power Supply
<b>DUT</b>	Device Under Test
<b>CM</b>	Common Mode
<b>DM</b>	Differential Mode
<b>LISN</b>	Line Impedance Stabilization Network
<b>CMC</b>	Common Mode Choke
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference
<b>ESL</b>	Equivalent Series Inductance
<b>EPC</b>	Equivalent Parallel Capacitance
<b>FDTD</b>	Finite-Difference Time-Domain
<b>FEM</b>	Finite Element Method

**MoM** Method of Moments

**PEEC** Partial Element Equivalent Circuit Method

**PEEC-BIM** Partial Element Equivalent Circuit Method - Boundary Integral Method

**VNA** Vector Network Analyzer

**IA** Impedance Analyzer

**2P-CMC** 2-Phase Common Mode Choke

**RD** Resistive Dispatchers

**OC** Open Circuit

**GA** Genetic Algorithm

**LSM** Least Square Method

**SA** Spectrum Analyzer

**TG** Tracking Generator

**CuBox** Copper Box

**HL** Horizontal Loop

**VL** Vertical Loop

**HCMC** Horizontal Common Mode Choke

**VCMC** Vertical Common Mode CHoke

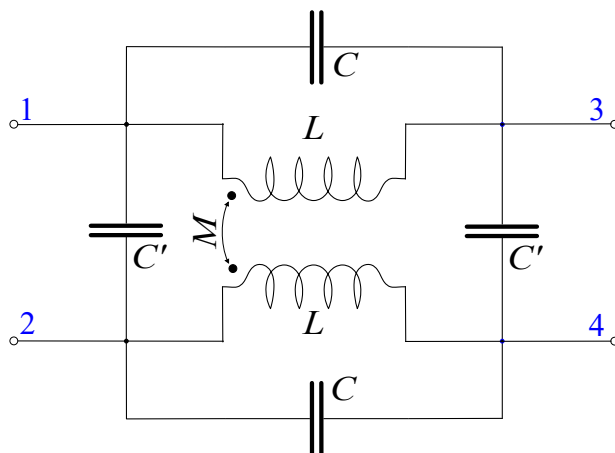
# Apéndice A

## Obtención de la Matriz de Admitancias de un Choke de Modo Común

---

### A.1 Choke de Modo Común Monofásico

En este apartado se detalla la obtención de la matriz de admitancias de un 2P-CMC visto como un sistema de 4 puertos.



**Figura A.1** Modelo de circuito de alta frecuencia del 2P-CMC visto como un sistema de 4 puertos.

La Figura A.1 ilustra el modelo de circuito de alta frecuencia de un 2P-CMC. El modelo incluye dos devanados iguales acoplados magnéticamente que determinan

la respuesta a baja frecuencia del choke. Además, se han añadido en el modelo las capacidades parásitas propias de los devanados ( $C$ ) así como la capacidad parásita entre los devanados ( $C'$ ) para tener en cuenta los acoplamientos eléctricos parásitos que determinan el comportamiento a altas frecuencias de un 2P-CMC. En aras de la simplicidad, las pérdidas dentro del material magnético no son tenidas en cuenta en este modelo.

Se propone un análisis que trata al 2P-CMC como una red de cuatro puertos. En este sentido, la matriz de admitancias de una red de 4 puertos presenta la siguiente estructura:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Como un 2P-CMC es un componente pasivo, podemos aplicar el *Teorema de Reciprocidad* para encontrar posibles simetrías del modelo de circuito representado en la Figura A.1. En este sentido, el 2P-CMC presenta las siguientes propiedades:

- $Y_1 = Y_{11} = Y_{22} = Y_{33} = Y_{44}$
- $Y_2 = Y_{12} = Y_{34} = Y_{21} = Y_{43}$
- $Y_3 = Y_{13} = Y_{24} = Y_{31} = Y_{42}$
- $Y_4 = Y_{14} = Y_{23} = Y_{41} = Y_{32}$

De esta forma, la matriz de admitancias del sistema de ecuaciones (A.1) se puede reescribir como:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 \\ Y_2 & Y_1 & Y_4 & Y_3 \\ Y_3 & Y_4 & Y_1 & Y_2 \\ Y_4 & Y_3 & Y_2 & Y_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Por lo tanto, el objetivo es obtener las cuatro admitancias que componen la matriz  $[Y]$  según (A.2). Con ese fin, se utiliza el método convencional propuesto por la *Teoría de Redes* para calcular las admitancias de una red de cuatro puertos. Esta técnica consiste en excitar un puerto a un potencial, mientras que el resto de puertos están conectados a tierra. La Figura A.2 muestra el modelo de circuito de un 2P-CMC donde se aplica esta metodología. Es decir, se conectan todos los nodos a tierra salvo el nodo “1”, que se excita a un potencial  $V_1$ . Por otro lado, el circuito mostrado en la Figura A.3 es un modelo equivalente donde el acoplamiento entre los dos devanados de la Figura A.1 se ha sustituido por su equivalente circuital por claridad, que se obtiene tras aplicar la *Ley de Faraday*. Por otro lado, las capacidades parásitas  $C$  y  $C'$  situadas entre la pareja de puertos “2” – “4” y “1” – “3”, respectivamente, se han eliminado al estar ambas cortocircuitadas (Figura A.3).



Sustituyendo el resultado obtenido en (A.4) para  $i'_2$  en la segunda ecuación del sistema (A.3) se llega a que:

$$i'_1 = \frac{V_1}{j\omega L'} \quad (\text{A.5})$$

donde:

$$L' = L - \frac{M^2}{L}$$

Nuevamente, sustituyendo el resultado obtenido en (A.5) para  $i'_1$  en la primera ecuación del sistema (A.3) nos lleva a que:

$$i_1 = \frac{V_1}{j\omega L'} + j\omega C'' V_1 \quad (\text{A.6})$$

Por definición, la admitancia  $Y_1$  es el cociente de la corriente que entra por el nodo “1” con respecto al voltaje aplicado en el nodo “1”. De esta forma:

$$Y_1 = j\omega C'' + \frac{1}{j\omega L'} \quad (\text{A.7})$$

donde:

$$C'' = C + C'$$

A continuación, se procede a la obtención de la admitancia  $Y_2$ . La corriente que entra al nodo “2” se puede descomponer como:

$$i_2 = i'_2 - j\omega C' V_1 \quad (\text{A.8})$$

Mediante manipulaciones algebraicas sencillas se llega a que:

$$Y_2 = -(j\omega C' + \frac{1}{j\omega L''}) \quad (\text{A.9})$$

donde:

$$L'' = \frac{L^2 - M^2}{M}$$

La corriente  $i_3$  resulta:

$$i_3 = -j\omega C V_1 - \frac{V_1}{j\omega L'} \quad (\text{A.10})$$

La igualdad anterior se puede reescribir como:

$$i_3 = -V_1(Y_1 - j\omega C') \quad (\text{A.11})$$



La admitancia  $Y_3$  es el cociente de la corriente que entra en el nodo “3” con respecto al voltaje aplicado en el nodo “1”. De esta forma:

$$Y_3 = -Y_1 + jwC' \quad (\text{A.12})$$

Finalmente, la corriente que entra por el nodo “4” es igual y de sentido contrario a la corriente  $i'_2$ . Mediante manipulaciones algebraicas se llega a que:

$$Y_4 = -\frac{1}{jwL''} \quad (\text{A.13})$$

La solución del problema del autovalor de un 2P-CMC se detalla en la Tabla A.1:

**Tabla A.1** Modos naturales del circuito de la Figura A.1.

Modo	Excitación\Autovector	Admitancia\Autovalor
C	$v_C=[1,1,1,1]$	$Y_C = 0$
V	$v_C=[1,-1,1,-1]$	$Y_V = 2jwC_w$
H	$v_H=[1,1,-1,-1]$	$Y_H = 2\left(jwC_t + \frac{1}{jwL_{CM}}\right)$
D	$v_D=[1,1,-1,-1]$	$Y_D = 2\left(jw(C_t + C_w) + \frac{1}{jwL_{DM}}\right)$

La matriz de admitancias de un 2P-CMC se puede reescribir usando la relación algebraica (A.14):

$$[Y] = [P][D][P]^{-1} \quad (\text{A.14})$$

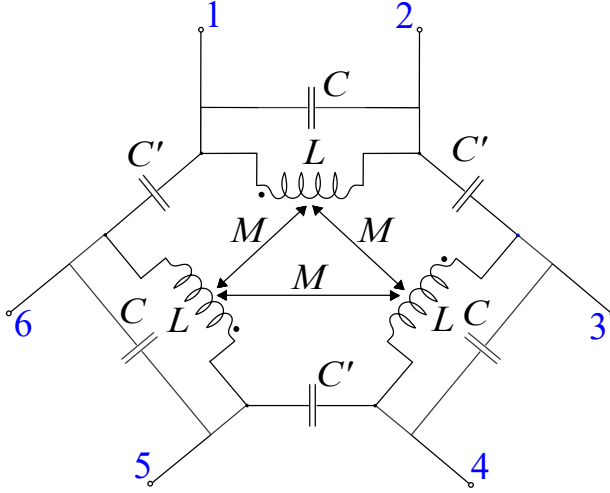
donde  $[P]$  es la matriz que contiene los autovectores (en columna) y  $[D]$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores.

De esta forma, se pueden reescribir las admitancias de la matriz de admitancias de un 2P-CMC en función de los valores principales del 2P-CMC:

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= \frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{3} + \frac{2Y_w}{3} \\
 Y_2 &= -\frac{Y_{CM}}{6} - \frac{Y_{DM}}{3} + \frac{Y_w}{3} \\
 Y_3 &= \frac{Y_{CM}}{6} - \frac{Y_{DM}}{6} - \frac{Y_w}{3} \\
 Y_4 &= -\frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{6} + \frac{Y_w}{3} \\
 Y_6 &= -\frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{6} - \frac{2Y_w}{3}
 \end{aligned}$$

## A.2 Choke de Modo Común Trifásico

En esta sección se detalla la obtención de la matriz de admitancias de un 3P-CMC entendiéndolo como un sistema de 6 puertos.



**Figura A.4** Modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC visto como un sistema de 6 puertos.

La Figura A.4 muestra el modelo de circuito de alta frecuencia de un 3P-CMC. El modelo incluye tres devanados iguales acoplados magnéticamente que determinan la respuesta a baja frecuencia del choke trifásico. Además, se han añadido en el modelo las capacidades parásitas propias de los devanados ( $C$ ) así como la capacidad parásita entre los devanados ( $C'$ ) para tener en cuenta los acoplamientos eléctricos parásitos que determinan el comportamiento a altas frecuencias de un 3P-CMC. Por simplicidad, las pérdidas dentro del material magnético no son tenidas en cuenta en este modelo.

Se propone un análisis que trata al 3P-CMC como una red de seis puertos. En este sentido, la matriz de admitancias de una red de 6 puertos presenta la siguiente estructura:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} & Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} & Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

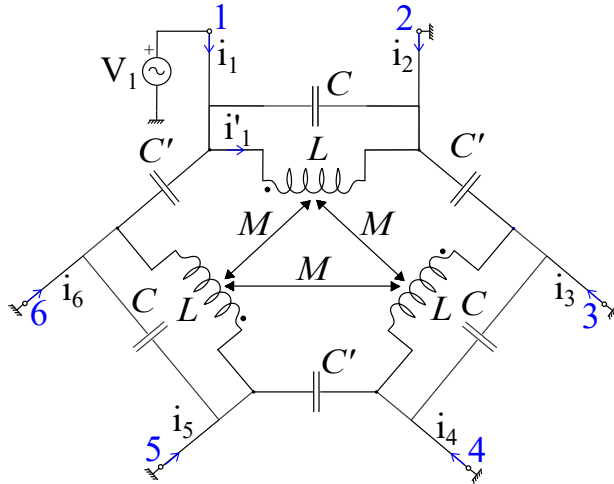
El carácter pasivo del CMC trifásico hace que se pueda aplicar el *Teorema de Reciprocidad*. De esta forma, se obtienen las siguientes simetrías para el 3P-CMC:

- $Y_1 = Y_{11} = Y_{22} = Y_{33} = Y_{44} = Y_{55} = Y_{66}$
- $Y_2 = Y_{12} = Y_{21} = Y_{34} = Y_{43} = Y_{56} = Y_{65}$
- $Y_3 = Y_{13} = Y_{15} = Y_{24} = Y_{26} = Y_{31} = Y_{35} = Y_{42} = Y_{46} = Y_{51} = Y_{53} = Y_{62} = Y_{64}$
- $Y_4 = Y_{14} = Y_{23} = Y_{32} = Y_{36} = Y_{41} = Y_{45} = Y_{54} = Y_{63}$
- $Y_6 = Y_{16} = Y_{25} = Y_{52} = Y_{61}$

De esta forma, la matriz del sistema de ecuaciones (A.15) se puede reescribir como:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 & Y_5 & Y_6 \\ Y_2 & Y_1 & Y_4 & Y_3 & Y_6 & Y_3 \\ Y_3 & Y_4 & Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 \\ Y_4 & Y_3 & Y_2 & Y_1 & Y_4 & Y_3 \\ Y_5 & Y_6 & Y_3 & Y_4 & Y_1 & Y_2 \\ Y_6 & Y_3 & Y_4 & Y_3 & Y_2 & Y_1 \end{bmatrix} \quad (A.16)$$

Con el fin de obtener los distintos elementos que conforman la matriz de admitancias, se conectan todos los nodos a tierra salvo el nodo “1”, que será excitado a un potencial  $V_1$ .



**Figura A.5** Modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC. Todos los nodos están conectados a tierra salvo el nodo “1” que se encuentra excitado por una fuente de tensión de valor  $V_1$ .

El sistema de ecuaciones (A.17) pone de manifiesto la relación que existe entre las intensidades  $i_1, i'_1, i_3, i_5$  y el voltaje aplicado en el nodo “1”:

$$\begin{aligned} i_1 &= i'_1 + jw(C + C')V_1 \\ V_1 &= jwLi'_1 + jwM(i_3 + i_5) \\ 0 &= jwLi_5 + jwM(i'_1 + i_3) \\ 0 &= jwLi_3 + jwM(i'_1 + i_5) \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Resolviendo las dos últimas ecuaciones del sistema (A.17) se llega a que:

$$i_3 + i_5 = -\frac{2M}{(L + M)}i'_1 \quad (\text{A.18})$$

Sustituyendo el resultado obtenido en (A.18) para  $i'_3 + i'_5$  en la segunda ecuación de (A.17) se obtiene:

$$V_1 = jw \left[ L - \frac{2M^2}{(L + M)} \right] i'_1 \quad (\text{A.19})$$

La admitancia  $Y_1$  se obtiene del cociente de la intensidad que circula por el nodo “1” respecto del voltaje aplicado en dicho nodo, es decir  $Y_1 = i_1/V_1$ . Por tanto, sustituyendo (A.19) en la primera ecuación del sistema de ecuaciones (A.17) se llega a que:

$$Y_1 = \frac{1}{jwL'} + jwC'' \quad (\text{A.20})$$

donde:

$$\begin{aligned} L' &= L - \frac{2M^2}{(L + M)} \\ C'' &= C + C' \end{aligned}$$

Por otra parte, la corriente  $i_2$  resulta:

$$i_2 = -jwCV_1 - \frac{V_1}{jwL'} \quad (\text{A.21})$$

De esta forma, la admitancia  $Y_2$  resulta:

$$Y_2 = -Y_1 + jwC' \quad (\text{A.22})$$

Al estar todos los nodos conectados a tierra, las corrientes que circulan por los nodos “3” y “5” son iguales. Esto también se debe al alto grado de simetría que presenta el modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC mostrado en la

Figura A.4. De esta forma, se obtiene que la admitancia  $Y_3$ <sup>1</sup> es:

$$Y_3 = -\frac{1}{j\omega L''} \quad (\text{A.23})$$

donde:

$$L'' = \frac{M}{L'(L + M)}$$

La corriente que entra en el “4” es igual y de sentido contrario a las corrientes que circulan por los nodos “3” ó “5”, debido al alto grado de simetría que presenta el modelo mostrado en la Figura A.4. De esta forma, la admitancia desde el nodo “4” ( $Y_4$ ) es:

$$Y_4 = -Y_3 \quad (\text{A.24})$$

Por último, la corriente entrante del nodo “6” es:

$$i_6 = -i_5 - j\omega C' V_1 \quad (\text{A.25})$$

Mediante manipulaciones algebraicas sencillas se obtiene:

$$Y_6 = -Y_3 - j\omega C' \quad (\text{A.26})$$

La solución del problema de autovalores de un 3P-CMC se detalla en la Tabla A.2.

**Tabla A.2** Modos naturales del circuito de la Figura A.4, donde:  $B = Y_{DM}/(2Y_w)$  y  $A = \sqrt{1 + B(B - 1)}$ .

Modo	Excitación\Autovector	Admitancia\Autovalor	
C	$v_C = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$	$Y_C = 0$	
CM	$v_{CM} = [-1, 1, -1, 1, -1, 1]$	$Y_{CM} = 2 \left( j\omega(C_t + C_w) + \frac{1}{j\omega L_{CM}} \right)$	
DM	$v_{DM1} = [A, -1+B, -A, -B, 0, 1]$	$\lambda_{DM12} = (2Y_w(1 - A) + Y_{DM})/2$	$Y_{DM} = 2 \left( j\omega C_t + \frac{1}{j\omega L_{DM}} \right)$
	$v_{DM2} = [-B, -A, -1+B, A, 1, 0]$		
	$v_{DM3} = [-A, -1+B, A, -B, 0, 1]$	$\lambda_{DM34} = (2Y_w(1 + A) + Y_{DM})/2$	$Y_w = j\omega C_w$
	$v_{DM4} = [-B, A, -1+B, -A, 1, 0]$		

La matriz de admitancias de un 3P-CMC se puede reescribir usando la relación algebraica (A.27):

$$[Y] = [P][D][P]^{-1} \quad (\text{A.27})$$

donde  $[P]$  es la matriz que contiene los autovectores (en columna) y  $[D]$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores.

De esta forma, se pueden reescribir las admitancias de la matriz de admitancias de un 3P-CMC en función de los valores principales del 3P-CMC:

<sup>1</sup> Debido a la simetría que presenta el sistema se obtiene que  $Y_5 = Y_3$ .

$$\begin{aligned}Y_1 &= \frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{3} + \frac{2Y_w}{3} \\Y_2 &= -\frac{Y_{CM}}{6} - \frac{Y_{DM}}{3} + \frac{Y_w}{3} \\Y_3 &= \frac{Y_{CM}}{6} - \frac{Y_{DM}}{6} - \frac{Y_w}{3} \\Y_4 &= -\frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{6} + \frac{Y_w}{3} \\Y_6 &= -\frac{Y_{CM}}{6} + \frac{Y_{DM}}{6} - \frac{2Y_w}{3}\end{aligned}$$

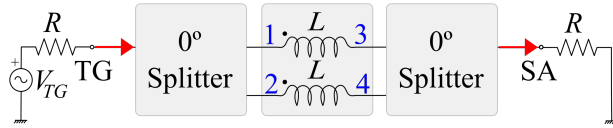
# Apéndice B

## Coeficientes de Transmisión para el Choke de Modo Común Monofásico

---

### B.1 Configuración CM

En este apartado se detalla el cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración CM,  $S_{21}^{CM}$ , de un 2P-CMC.



**Figura B.1** Conexión CM de un 2P-CMC.

La Figura B.1 muestra la configuración CM para medir la respuesta al ruido CM de un 2P-CMC. Esta conexión introduce una condición de contorno del tipo pared magnética entre la pareja de puertos “1” – “2” y “3” – “4”. Esto se traduce en que el vector de voltaje  $V$  se puede definir como:

$$[V] = [V_1, V_1, V_3, V_3]^T \quad (B.1)$$

Es de sobra conocido que la intensidad se puede obtener como el producto de la matriz de admitancias por el vector de voltaje. Es importante mencionar que la matriz de admitancias que se ha usado en estos cálculos está en función de los autovalores obtenidos para el 2P-CMC (ver Apéndice A.1). Por lo tanto, resolvemos el sistema (B.2):

$$[I] = [Y][V] \quad (B.2)$$

Obteniéndose:

$$[I] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_3)Y_H \\ \frac{1}{2}(V_1 - V_3)Y_H \\ -\frac{1}{2}(V_1 - V_3)Y_H \\ -\frac{1}{2}(V_1 - V_3)Y_H \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

La segunda *Ley de Kirchhoff* nos permite obtener el voltaje  $V_1$  según (B.4):

$$V_i = (I_1 + I_2)R + V_1 \quad (B.4)$$

Obteniéndose:

$$V_1 = \frac{V_i + RV_3 Y_H}{1 + RY_H} \quad (B.5)$$

La admitancia vista desde los nodos “1” y “3” resulta:

$$Y_{13} = \frac{I_1 + I_2}{V_1 - V_3} \quad (B.6)$$

Sustituyendo las corrientes y los voltajes obtenidos se tiene que:

$$Y_{13} = Y_H \quad (B.7)$$

El coeficiente de transmisión  $S_{21}^{CM}$  se calcula como:

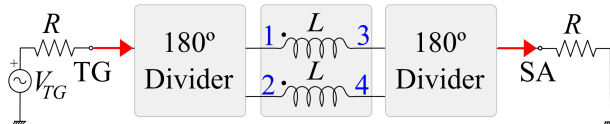
$$S_{21}^{CM} = \frac{2R}{2R + Y_{13}^{-1}} \quad (B.8)$$

Sustituyendo (B.7) en (B.8) se tiene que:

$$S_{21}^{CM} = \frac{2RY_H}{1 + 2RY_H}$$

## B.2 Configuración DM

En este apartado se detalla el cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración DM,  $S_{21}^{DM}$ , de un 2P-CMC.



**Figura B.2** Conexión DM de un 2P-CMC.

La Figura B.2 ilustra la configuración DM para medir la respuesta DM de un 2P-CMC. Esta conexión introduce una condición de contorno del tipo pared



eléctrica entre la pareja de puertos “1” – “3” y “2” – “4”. Por lo tanto, el vector de voltaje  $V$  resulta:

$$[V] = [V_1, -V_1, V_3, -V_3]^T \quad (\text{B.9})$$

La intensidad se obtiene como el producto de la matriz de admitancias por el vector de voltaje definido en (B.9). Es importante mencionar que la matriz de admitancias que se ha usado en estos cálculos está escrita en función de los autovalores obtenidos para el 2P-CMC, tal y como se ha detallado en el Apéndice A.1. Por lo tanto, se resuelve el sistema (B.10):

$$[I] = [Y][V] \quad (\text{B.10})$$

De esta forma:

$$[I] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_3(Y_V - Y_D) + V_1(Y_V - Y_D)) \\ \frac{1}{2}(V_3(Y_D - Y_V) - V_1(Y_V + Y_D)) \\ \frac{1}{2}(V_3(Y_V + Y_D) + V_1(Y_V - Y_D)) \\ \frac{1}{2}(-V_3(Y_V + Y_D) + V_1(Y_D - Y_V)) \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Por otro lado, el voltaje  $V_1$  se puede calcular según (B.12):

$$V_i = I_1 \frac{R}{2} + V_1 \quad (\text{B.12})$$

Obteniéndose:

$$V_1 = \frac{4V_i + RV_3(Y_D - Y_V)}{4 + R(Y_D + Y_V)} \quad (\text{B.13})$$

El voltaje  $V_3$  se puede calcular según (B.14):

$$V_3 = -I_3 \frac{R}{2} \quad (\text{B.14})$$

Obteniéndose:

$$V_3 = V_i \left( \frac{-1}{2 + RY_D} + \frac{1}{2 + RY_V} \right) \quad (\text{B.15})$$

El coeficiente de transmisión  $S_{21}^{\text{DM}}$  se calcula como:

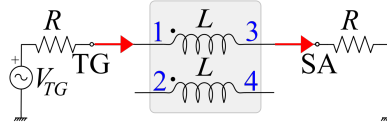
$$S_{21}^{\text{DM}} = \frac{V_3}{V_i/2} \quad (\text{B.16})$$

Sustituyendo (B.15) en (B.16) se tiene que:

$$S_{21}^{\text{DM}} = \frac{RY_D}{2 + RY_D} - \frac{RY_V}{2 + RY_V}$$

### B.3 Configuración OC

En este apartado se precisa el cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración OC,  $S_{21}^{OC}$ , de un 2P-CMC.



**Figura B.3** Conexión OC de un 2P-CMC.

La Figura B.3 muestra la conexión OC para medir la respuesta OC de un 2P-CMC. Para obtener el coeficiente de transmisión se define, en primer lugar, un vector de voltaje genérico  $V$  según (B.17):

$$[V] = [V_1, V_2, V_3, V_4]^T \quad (B.17)$$

Haciendo uso del análisis modal desarrollado en el Apéndice A.1, descomponemos el vector voltaje en los modos naturales del 2P-CMC:

$$[V] = V_C \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + V_V \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} + V_H \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} + V_D \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} + \quad (B.18)$$

El vector de intensidad se obtiene de resolver el sistema de ecuaciones (B.19):

$$[I] = [Y][V] \quad (B.19)$$

donde la matriz de admitancias está en función de los autovalores del 2P-CMC. Imponiendo que  $i_1 = -i_3 = I$  y que  $i_2 = i_4 = 0$ , se obtiene que:

$$\begin{aligned} V_H &= \frac{-V_C Y_C + V_D Y_D + V_V Y_V}{Y_H} \\ V_V &= \frac{V_C Y_C}{Y_V} \end{aligned} \quad (B.20)$$

La admitancia vista desde los nodos “1” y “3” se calcula como:

$$Y_{13} = \frac{I_1}{V_1 - V_3} \quad (B.21)$$

Sustituyendo las corrientes y los voltajes obtenidos se tiene que:

$$Y_{13} = \frac{Y_H Y_D}{Y_H + Y_D} \quad (B.22)$$

Denominando la admitancia  $Y_{13}$  como  $Y_{OC}$ , el coeficiente de transmisión  $S_{21}^{OC}$  resulta:

$$S_{21}^{OC} = \frac{2RY_{OC}}{1 + 2RY_{OC}} \quad (\text{B.23})$$



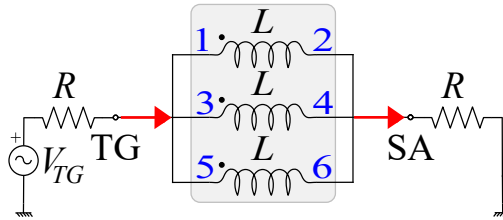
# Apéndice C

## Coeficientes de Transmisión para el Choke de Modo Común Trifásico

---

### C.1 Configuración CM

En este apartado se procede al cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración CM,  $S_{21}^{CM}$ , de un 3P-CMC.



**Figura C.1** Conexión CM de un 3P-CMC.

La Figura C.1 muestra la configuración CM para medir la atenuación CM de un 3P-CMC. Esta conexión impone el vector de voltaje  $V$  definido en (C.1):

$$[V] = [V_1, V_2, V_1, V_2, V_1, V_2]^T \quad (C.1)$$

La intensidad se obtiene como el producto de la matriz de admitancias por el vector de voltaje definido en (C.1). Por lo tanto, se resuelve el sistema (C.2):

$$[I] = [Y][V] \quad (C.2)$$

Es importante mencionar que la matriz de admitancias que se ha usado en estos cálculos está escrita en función de los modos naturales obtenidos para el 3P-CMC

(ver Apéndice A.2). De esta forma:

$$[I] = \begin{bmatrix} (V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \\ -(V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \\ (V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \\ -(V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \\ (V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \\ -(V_1 - V_2)(Y_1 + 2Y_3) \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

Por otro lado, el voltaje  $V_1$  se puede calcular según (C.4):

$$V_1 = (I_1 + I_2)R + V_1 \quad (C.4)$$

Obteniéndose:

$$V_1 = V_2 + \frac{V_1 - V_2}{1 + 3R(Y_1 + 2Y_3)} \quad (C.5)$$

La admitancia vista desde los nodos “1” y “2” resulta:

$$Y_{12} = \frac{I_1 + I_3 + I_5}{V_1 - V_2} \quad (C.6)$$

Sustituyendo las corrientes y los voltajes obtenidos se tiene que:

$$Y_{13} = \frac{3Y_{CM}}{2} \quad (C.7)$$

El coeficiente de transmisión  $S_{21}^{CM}$  se calcula como:

$$S_{21}^{CM} = \frac{2R}{2R + Y_{13}^{-1}} \quad (C.8)$$

Sustituyendo (C.7) en (C.8) se tiene que:

$$S_{21}^{CM} = \frac{3RY_H}{1 + 3RY_H}$$

## C.2 Configuración DM

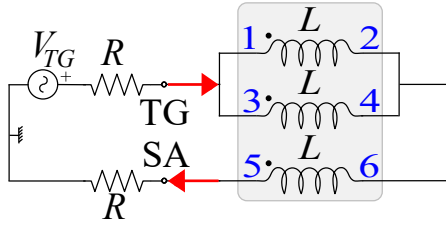
En este apartado se detalla el cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración DM,  $S_{21}^{DM}$ , de un 3P-CMC.

La Figura C.2 ilustra la configuración DM para medir la respuesta al ruido DM de un 3P-CMC. Esta conexión impone el siguiente vector de voltaje  $V$ :

$$[V] = [V_1, V_2, V_1, V_2, V_5, V_2]^T \quad (C.9)$$

La intensidad se obtiene del sistema de ecuaciones (C.10):

$$[I] = [Y][V] \quad (C.10)$$



**Figura C.2** Conexión DM de un 3P-CMC.

donde la matriz de admitancias que se ha usado en estos cálculos está escrita en función de los modos naturales obtenidos para el 3P-CMC (ver Apéndice A.2).

La suma de corrientes que entran en los nodos “1” y “3” debe ser igual a la corriente que sale del nodo “5”. Por lo tanto, se tiene que cumplir (C.11):

$$I_1 + I_3 = -I_5 \quad (\text{C.11})$$

Obteniéndose:

$$V_1 = \frac{1}{2}(3V_2 - V_5) \quad (\text{C.12})$$

La admitancia vista desde los nodos “1” y “5” resulta:

$$Y_{15} = \frac{I_5}{V_1 - V_5} \quad (\text{C.13})$$

Sustituyendo las corrientes y los voltajes obtenidos se tiene que:

$$Y_{15} = \frac{Y_{\text{DM}}}{3} + \frac{2Y_w}{3} \quad (\text{C.14})$$

El coeficiente de transmisión  $S_{21}^{\text{DM}}$  se calcula como:

$$S_{21}^{\text{DM}} = \frac{2R}{2R + Y_{15}^{-1}} \quad (\text{C.15})$$

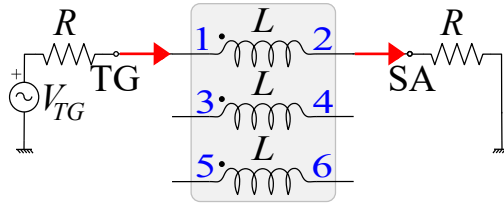
Sustituyendo (C.14) en (C.15) se tiene que:

$$S_{21}^{\text{DM}} = \frac{2RY_{\text{DM}} + 4RY_w}{2RY_{\text{DM}} + 4RY_w + 3} \quad (\text{C.16})$$

### C.3 Configuración OC

En este apartado se precisa el cálculo para la obtención del coeficiente de transmisión para la configuración OC,  $S_{21}^{\text{OC}}$ , de un 3P-CMC.

La Figura C.3 muestra la configuración OC para medir la respuesta OC de un 3P-CMC.



**Figura C.3** Conexión OC de un 3P-CMC.

Usando la descomposición en modos naturales del 3P-CMC para el vector de tensión, se obtiene el vector de intensidad de resolver el sistema de ecuaciones (C.17):

$$[I] = [Y][V] \quad (C.17)$$

Imponiendo que  $i_1 = -i_2 = I$  y que  $i_3 = i_4 = i_5 = i_6 = 0$ , y siguiendo el mismo procedimiento al utilizado para el 2P-CMC (ver Apéndice A.1), se obtiene que la admitancia vista desde los nodos “1” y “2” resulta:

$$Y_{12} = \frac{3Y_{CM}Y_{DM}}{4Y_{CM} + 2Y_{DM}} \quad (C.18)$$

Denominando la admitancia  $Y_{12}$  como  $Y_{OC}$ , el coeficiente de transmisión  $S_{21}^{OC}$  resulta:

$$S_{21}^{OC} = \frac{2RY_{OC}}{1 + 2RY_{OC}} \quad (C.19)$$



# Índice de Figuras

---

1.1	Evolución de la energía eléctrica generada en aviones de las compañías aéreas Boeing y Airbus (Fuente: [12])	2
1.2	Distribución de la potencia no propulsiva de una aeronave convencional utilizando potencia eléctrica, neumática, hidráulica y mecánica (Fuente: [5])	3
1.3	Distribución de energía no propulsiva de un MEA (Fuente: [5])	3
1.4	Arquitectura del sistema eléctrico del MEA Boeing B787 (Fuente: [5, 6])	4
1.5	Medida de emisiones conducidas: corrientes CM y DM en una SMPS	8
1.6	Prototipo y esquemático de un filtro EMI de una sola etapa	10
1.7	Modelado del efecto de un CMC según las corrientes CM y DM (Fuente [46, 56])	12
1.8	CMC visto como un transformador	14
1.9	Esquemas de conexión para la realización de medidas de impedancia del 2P-CMC (Fuente [84])	17
1.10	Modelo de circuito de alta frecuencia para 2P-CMCs (Fuente [84])	18
1.11	Impedancia frente a la frecuencia de un choke excitado en modo común	19
2.1	Medida de una impedancia $Z_M$	28
2.2	Circuitos equivalentes para medir una impedancia $Z_M$	29
2.3	Rango de impedancias (en gris) que se pueden medir con la configuración mostrada en la Figura 2.1 ignorando el efecto del cable de conexión ( $Z_{in} = Z_M$ ) para un cable coaxial RG58 de longitud 30 cm donde $C_{pul} = 100\text{pF/m}$ y $L_{pul} = 250\text{nH/m}$	30
2.4	Dos configuraciones posibles para medir el coeficiente de transmisión de una impedancia $Z_M$	31
2.5	Representación y modelo de circuito de un 2P-CMC	34
2.6	Configuraciones experimentales para medir un 2P-CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG)	35
2.7	Modelo de circuito del CMC equivalente al de la Figura 2.5 pero modificado para mostrar explícitamente los planos de simetría V y H	37

2.8	Circuitos equivalentes de los modos obtenidos para el circuito de alta frecuencia del CMC en la Figura 2.5b. Los voltajes normalizados en los cuatro terminales del CMC se indican para cada modo	38
2.9	Magnitud (a) y fase (b) de $S_{21}$ para el CMC Würth Elektronik 7446121007 (6.8 mH), denominado en la Tabla 2.3 y en la Tabla 2.4, cuando es medido usando las tres configuraciones de la Figura 2.6	40
2.10	Modelo de circuito equivalente de un CMC con bloques CM y DM	43
2.11	Diagrama de flujo del método propuesto para calcular los parámetros del modelo de un 2P-CMC	46
2.12	Diagrama de flujo del GA (Fuente: [112])	49
2.13	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado KEMET SC-02-30G (3mH) en la Tabla 2.4	52
2.14	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 7446121007 (6.8 mH) en la Tabla 2.4	53
2.15	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado como KEMET SU9V-R01180 (18 mH) en la Tabla 2.4	54
2.16	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura de arriba e identificado MURATA PLA10AN2230R4D2B (22mH) en la Tabla 2.4	55
2.17	Filtro EMI construido con dos condensadores $C_Y$ de 47 nF, un condensador $C_X$ de 470 nF y un CMC etiquetado como KEMET SC-02-30G en la Tabla 2.4	55
2.18	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI y descrito en la Figura 2.17	56
2.19	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y etiquetado como WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 (8 mH) en la Tabla 2.4	58
2.20	Impedancia frente a la frecuencia del choke nanocristalino Vacuumschmelze 6123-X248 excitado en modo común	59
2.21	Circuitos RL según Foster (Fuente [70])	60
2.22	Circuitos RL según Cauer (Fuente [70])	61
2.23	Modelo de circuito CM de un 2P-CMC en la región inductiva	61
2.24	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas el CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba e identificado KEMET SCF20-05-1100 (11 mH) en la Tabla 2.5	62
2.25	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas el CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y e identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 7448011008 (8 mH) en la Tabla 2.5	63
3.1	Representación y modelo de circuito de un 3P-CMC	69
3.2	Configuraciones experimentales para medir el coeficiente de transmisión de un 3P-CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG)	70
3.3	Modelo de circuito equivalente de un 3P-CMC con bloques CM y DM, donde $k_{CM}$ y $k_{DM}$ son los acoplos CM y DM respectivamente	72
3.4	Diagrama de flujo del método propuesto para calcular los parámetros del modelo de un 3P-CMC	74

3.5	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el 3P-CMC mostrado en la figura superior y enumerado como WÜRTH ELEKTRONIK 744835034160 (3.4mH) en la Tabla 3.4	77
3.6	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el 3P-CMC mostrado en la figura y enumerado como EPCOS B82746S4143A040 (3.2mH) en la Tabla 3.4	78
3.7	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-120Q-NK (7.2mH) en la Tabla 3.5	79
3.8	Modelo de circuito CM de un 3P-CMC en la región inductiva	80
3.9	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-120Q-NK (7.2mH) en la Tabla 3.5	81
3.10	Curvas $ S_{21} $ medidas y calculadas para el 3P-CMC nanocristalino mostrado en la figura de arriba y enumerado como DKIH-3352-1011-NK (10.8mH) en la Tabla 3.5	82
4.1	Representación y modelo de circuito de un CMC compuesto de dos devanados iguales acoplados con auto – inductancia $L$ e inductancia mutua $M$	87
4.2	Circuitos equivalentes de los modos obtenidos para el circuito de alta frecuencia del CMC en la Figura 4.1b. Los voltajes normalizados en los cuatro terminales del CMC se indican para cada modo	88
4.3	Configuraciones para medir el coeficiente de transmisión de un CMC con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG) o un VNA	90
4.4	Esquema de un CMC montado en una PCB en la configuración UDM. Las líneas de transmisión etiquetadas como $TL_C$ representan los cables de interconexión. Las líneas de transmisión etiquetadas como $TL_T$ representan las microtiras de la PCB. Las microtiras de la PCB terminadas en circuito abierto en los terminales 2 y 4 se suponen que son eléctricamente cortas y, por lo tanto, se modelan como dos capacidades $C_T$ a tierra	92
4.5	Circuito equivalente de la configuración UDM para un CMC montado en una PCB con un plano de retorno sin conexión a tierra. Las líneas de transmisión etiquetadas como $TL_C$ representan los cables de interconexión. Las líneas de transmisión etiquetadas como $TL_T$ representan las microtiras de la PCB. Dado que todas las microtiras terminan en circuito abierto y que se supone que son eléctricamente cortas, se modelan como capacidades parásitas $C_T$ a tierra	95
4.6	Conversión estrella - triángulo para las capacidades parásitas $C_T$ que aparecen en los cuatro terminales del CMC en el circuito de la Figura 4.5	95
4.7	Magnitud $ S_{21} $ para el CMC identificado como WÜRTH ELECKTRONIK 744824622 (2.2mH) en la Tabla 4.2, usando las tres configuraciones mostradas en la Figura 4.3	97
4.8	Magnitud $ S_{21} $ para el CMC identificado como KEMET SC-02-30G (3mH) en la Tabla 4.2, usando las tres configuraciones mostradas en la Figura 4.3	97
4.9	CMC etiquetado en la Tabla 4.2 como WÜRTH ELEKTRONIK 744824622, montado sobre una PCB fabricada para chequear el impacto en $ S_{21}^{UDM} $ del acoplamiento capacitivo de las microtiras al plano de retorno	99

4.10	Curvas $ S_{21}^{\text{UDM}} $ medidas y calculadas para el CMC identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824220 (20 mH) en la Tabla 4.2. Comparamos las curvas para tres casos: CMC aislado, CMC montado en una PCB con un plano de retorno flotante y un CMC montado en una PCB cuyo plano de retorno está conectado a tierra (etiqueta G)	99
4.11	Curvas $ S_{21}^{\text{DM}} $ (a) y $ S_{21}^{\text{UDM}} $ (b) medidas y calculadas para el CMC enumerado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824310 (10 mH) en la Tabla 4.2, cuya imagen es insertada en las figuras. El acrónimo CS utilizado en las leyendas indica resultados correspondientes al caso en el que se coloca una superficie conductora cerca del CMC	102
5.1	CMC con los campos H creados por las corrientes CM y DM dentro del núcleo	108
5.2	Modelo de circuito de alta frecuencia de un filtro EMI. Dentro de las líneas discontinuas está el modelo del CMC	109
5.3	Campo $\vec{H}$ creado por las corrientes DM a 10 MHz para el CMC identificado como WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 (2.2 mH) en la Tabla 5.1. Las simulaciones han sido realizadas en ANSYS® Maxwell™	110
5.4	Fotografía de filtro EMI construido con dos condensadores $C_Y$ de 22 nF, un condensador $C_X$ de 220 nF y el CMC identificado en la Tabla 5.1 como VCMC	112
5.5	Configuraciones experimentales para medir un filtro EMI con un analizador de espectros (SA) con generador de tracking (TG)	113
5.6	Curvas $ S_{\text{CC}21} $ medidas y calculadas para el VCMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo vertical	115
5.7	Curvas $ S_{\text{CC}21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI mostrado en la Figura 5.4. Análisis del efecto de un lazo vertical	115
5.8	Curvas $ S_{\text{DD}21} $ medidas y calculadas para el VCMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo horizontal	116
5.9	Curvas $ S_{\text{DD}21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI en la Figura 5.4. Comparación de tres casos: CMC sin apantallamiento, CMC con un apantallamiento HL y CMC con apantallamiento HL con corte (G-HL)	117
5.10	Curvas $ S_{\text{DD}21} $ medidas y calculadas para el CMC mostrado en la figura y enumerado en la Tabla 5.1. Análisis del efecto de un lazo vertical	118
5.11	Curvas $ S_{\text{DD}21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI mostrado en la Figura 5.4. Análisis del efecto de un lazo vertical	118
5.12	Esquema 3D del apantallamiento (Cu-Box) diseñado junto con una breve descripción de sus principales características. La posición de los condensadores con respecto al CMC se puede visualizar en la Figura 5.4 y en la Figura 5.14	120
5.13	Curvas $ S_{\text{DD}21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI de la Figura 5.4 con y sin la Cu-Box colocada en el CMC	120
5.14	Filtro EMI similar al de la Figura 5.4 pero con los condensadores separados 1 cm del CMC con respecto a su posición original	121
5.15	$ S_{\text{DD}21} $ medido para el filtro EMI compacto de la Figura 5.4, para un filtro EMI similar con los condensadores separados del CMC (Figura 5.14) y para ese mismo filtro EMI de la Figura 5.14 con una Cu-Box sobre el CMC	122

5.16	Fotografía de un filtro EMI construido con dos condensadores $C_y$ de 22 nF, un condensador $C_x$ de 220 nF y un CMC encapsulado montado horizontalmente e identificado como HCMC en la Tabla 5.1	122
5.17	Curvas $ S_{DD21} $ medidas y calculadas para el filtro EMI de la Figura 5.16 con y sin la Cu-Box colocada en el HCMC	123
A.1	Modelo de circuito de alta frecuencia del 2P-CMC visto como un sistema de 4 puertos	133
A.2	Modelo de circuito de alta frecuencia del 2P-CMC. Todos los nodos están conectados a tierra salvo el nodo "1" que se encuentra excitado por una fuente de tensión de valor $V_1$	135
A.3	Modelo de circuito equivalente de alta frecuencia del 2P-CMC usado para la obtención de las admitancias	135
A.4	Modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC visto como un sistema de 6 puertos	138
A.5	Modelo de circuito de alta frecuencia del 3P-CMC. Todos los nodos están conectados a tierra salvo el nodo "1" que se encuentra excitado por una fuente de tensión de valor $V_1$	139
B.1	Conexión CM de un 2P-CMC	143
B.2	Conexión DM de un 2P-CMC	144
B.3	Conexión OC de un 2P-CMC	146
C.1	Conexión CM de un 3P-CMC	149
C.2	Conexión DM de un 3P-CMC	151
C.3	Conexión OC de un 3P-CMC	152



# Índice de Tablas

---

1.1	Características principales de las técnicas de simulación electromagnéticas más comunes (Fuente: [78])	22
2.1	Circuitos equivalentes y admitancias de los cuatro modos del CMC tratados como un dispositivo de cuatro puertos. Para cada modo, se indica el tipo de simetría (eléctrica o magnética) de los planos de simetría H y V representados en la Fig.2.7	39
2.2	Coefficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para un CMC medido en las configuraciones de la Figura 2.6, donde $Y_{OC} = Y_H Y_D / (Y_H + Y_D)$ . Las expresiones aproximadas asumen $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$	42
2.3	CMCs analizados en orden de inductancia creciente	50
2.4	Descripción y parámetros extraídos de los CMCs caracterizados	51
2.5	Descripción y parámetros extraídos de los 2P-CMCs nanocristalinos caracterizados, donde $k$ indica el número de ramas RL en el modelo de circuitos de la Figura 2.23	64
3.1	Modos del circuito de la Figura 3.1b, donde: $B = Y_{DM} / (2Y_w)$ y $A = \sqrt{1 + B(B - 1)}$	71
3.2	Coefficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para las configuraciones de la Figura 3.2	71
3.3	3P-CMCs analizados	76
3.4	Parámetros extraídos para dos de los 3P-CMCs de la Tabla 3.3	76
3.5	Descripción y parámetros extraídos de los 3P-CMCs nanocristalinos caracterizados de Schurter, donde $k$ indica el número de ramas RL del modelo de circuito de la Figura 3.8	83
4.1	Coefficientes de transmisión y frecuencias de resonancia para un CMC medido en las configuraciones de la Figura 4.3, donde $Y_{OC} = Y_H Y_D / (Y_H + Y_D)$ . Las expresiones aproximadas asumen $Y_C \ll Y_V, Y_H, Y_D$	90

4.2	Parámetros extraídos para el circuito equivalente de la Figura 2.10 para varios CMCs de distintos fabricantes	96
4.3	Frecuencias de resonancia medidas de $S_{21}^{UDM}$ para tres CMCs cuando están aislados y cuando están montados en una PCB con un plano de retorno no conectado a tierra. Además, $f_{UDM}$ calculada para el caso anterior	100
4.4	Frecuencias de resonancia medidas de $S_{21}^{UDM}$ para tres CMCs cuando están aislados y cuando están montados en una PCB con un plano de retorno conectado a tierra. Además, $f_{UDM}$ calculada para el caso anterior	100
4.5	$L_{DM}$ para diferentes CMCs con y sin el efecto de supercificies conductoras cercanas	102
5.1	Descripción y parámetros de los CMCs del fabricante WÜRTH ELEKTRONIK que se han medido en este capítulo, donde $L$ es la auto-inductancia nominal de cada bobina	112
5.2	Condensadores usados en los filtros EMI construidos. Fabricante: VISHAY	112
5.3	Parámetros del circuito de alta frecuencia del filtro EMI mostrado en la Figura 5.2 obtenido para diferentes tipos de apantallamiento aplicados al CMC del filtro mostrado en la Figura 5.4	114
5.4	Parámetros del circuito de alta frecuencia (Figura 5.2) del filtro EMI mostrado en la Figura 5.16 obtenidos para diferentes apantallamientos aplicados al CMC del filtro	122
A.1	Modos naturales del circuito de la Figura A.1	137
A.2	Modos naturales del circuito de la Figura A.4, donde: $B = Y_{DM}/(2Y_w)$ y $A = \sqrt{1 + B(B - 1)}$	141



# Bibliografía

---

- [1] J. Rosero, J. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, “Moving towards a more electric aircraft,” *IEEE A&E Systems Magazine*, no. March, pp. 3–9, 2007.
- [2] R. Quigley, “More Electric Aircraft,” in *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*,. IEEE, 1993, pp. 906–911.
- [3] W. Pearson, “The More Electric/All Electric aircraft - a military fast jet perspective,” in *IEE Colloquium on All Electric Aircraft*, vol. 1998. IEE, 1998, pp. 5–5.
- [4] A. Boglietti, A. Cavagnino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, “The safety critical electric machines and drives in the more electric aircraft: A survey,” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 2587–2594, 2009.
- [5] M. Hartmann, “Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft,” Ph.D. dissertation, ETH Zürich, 2011.
- [6] E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, and F. Cupertino, “Real-time estimation of fundamental frequency and harmonics for active shunt power filters in aircraft electrical systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 2875–2884, 2009.
- [7] B. Sarlioglu and C. T. Morris, “More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 1, pp. 54–64, 2015.
- [8] J. Brombach, A. Lucken, B. Nya, M. Johannsen, and D. Schulz, “Comparison of different electrical HVDC-architectures for aircraft application,” in *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*. IEEE, oct 2012, pp. 1–6.
- [9] A. A. Abdelhafez and A. J. Forsyth, “A Review of More-Electric Aircraft,” *13th International Conference on AEROSPACE SCIENCES & AVIATION TECHNOLOGY*, pp. 1–13, 2009.

- [10] F. QUENTIN and J. SZODRUCH, "Aeronautics and Air Transport Beyond Vision 2020 (Towards 2050)," ACARE, Tech. Rep., 2010.
- [11] X. Roboam, "New trends and challenges of electrical networks embedded in "more electrical aircraft"," *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 26–31, jun 2011.
- [12] M. Tariq, A. I. Maswood, C. J. Gajanayake, and A. K. Gupta, "Aircraft batteries: current trend towards more electric aircraft," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 7, no. 2, pp. 93–103, jun 2017.
- [13] P. Wheeler, "The More Electric Aircraft: Why Aerospace needs Power Electronics?" *Proc. of the 13th Conf. on Power Electronics and Applications (EPE '09)*, vol. 44, pp. 1–30, 2009.
- [14] "A380: "More Electric" Aircraft," 2001. [Online]. Available: <https://www.aviationtoday.com/>
- [15] C. R. Avery, S. G. Burrow, and P. H. Mellor, "Electrical generation and distribution for the more electric aircraft," in *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*. IEEE, sep 2007, pp. 1007–1012.
- [16] M. Elbuluk and M. Kankam, "Potential starter/generator technologies for future aerospace applications," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 24–31, may 1997.
- [17] M. Provost, "The More Electric Aero-engine: a general overview from an engine manufacturer," in *International Conference on Power Electronics Machines and Drives*, vol. 2002. IEE, 2002, pp. 246–251.
- [18] J. Chen, C. Wang, and J. Chen, "Investigation on the Selection of Electric Power System Architecture for Future More Electric Aircraft," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 563–576, jun 2018.
- [19] B. H. Nya, J. Brombach, and D. Schulz, "Benefits of higher voltage levels in aircraft electrical power systems," *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, pp. 1–5, oct 2012.
- [20] J. Brombach, M. Jordan, F. Grumm, and D. Schulz, "Converter topology analysis for aircraft application," in *Int. Symp. Power Electron. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*. Ieee, jun 2012, pp. 446–451.
- [21] U. Jensen, M. Rasmussen, T. Mortensen, F. Blaabjerg, and J. Pedersen, "A new control method for 400 Hz ground power units for airplanes," in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, vol. 2, no. 1. IEEE, 2000, pp. 1469–1476.

- [22] S. L. Arevalo, P. Zanchetta, P. W. Wheeler, A. Trentin, and L. Empringham, "Control and implementation of a matrix-converter-based AC ground power-supply unit for aircraft servicing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2076–2084, 2010.
- [23] T. Wijekoon, L. Empringham, P. W. Wheeler, J. C. Clare, C. Whitley, and G. Towers, "Aircraft Electrical Landing Gear Actuation Using Dual-output Power Converter with Mutual Power Circuit Components," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 1263–1268, 2009.
- [24] L. Rongyuan, N. Fröhleke, H. Wetzel, and J. Böcker, "Investigation of power supplies for a piezoelectric brake actuator in aircrafts," *Conference Proceedings - IPEMC 2006: CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, pp. 1112–1116, 2007.
- [25] "MOET website." [Online]. Available: <http://www.eurtd.com/moet/>
- [26] "Clean Sky website." [Online]. Available: <http://www.cleansky.eu>
- [27] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2745–2760, 2012.
- [28] J. Panacek, "Bidirectional DC-DC Converter Reference Design for 12-V/48-V Automotive Systems," *Texas Instruments*, no. June 2017, pp. 1–80, 2017.
- [29] R. Hou, P. Magne, B. Bilgin, and A. Emadi, "A topological evaluation of isolated DC/DC converters for Auxiliary Power Modules in Electrified Vehicle applications," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, no. May, pp. 1360–1366, mar 2015.
- [30] A. Emadi, S. S. Williamson, and A. Khaligh, "Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 567–577, 2006.
- [31] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, 2008.
- [32] J. W. Kim, J. S. You, and B. H. Cho, "Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 536–544, 2001.
- [33] U. Badstuebner, J. Biela, D. Christen, and J. W. Kolar, "Optimization of a 5-kW telecom phase-shift dc-dc converter with magnetically integrated current doubler," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4736–4745, 2011.

- [34] M. Cupelli, S. K. Bhanderi, S. K. Gurumurthy, and A. Monti, "Port-hamiltonian modelling and control of single phase DAB based MVDC ship-board power system," *Proceedings: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 3437–3444, 2018.
- [35] R. Xie, R. Mo, Y. Shi, and H. Li, "Comparative study of the DC-DC power conversion module based on dual active bridge converter and modular multilevel converter for shipboard MVDC system," *2017 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS 2017*, pp. 36–43, 2017.
- [36] A. S. Petroleum, E. Engineers, and T. P. Avenue, "IEEE recommended practice for 1 to 35kV medium voltage DC power systems on ships," *IEEE 1709-2010*, no. February, pp. 1709–2010, 2010.
- [37] P. Gonzalez, V. Saborido, C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, R. Portillo, and M. Prats, "EMC performance of two topologies of DC-DC converters for aeronautic applications," in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2016*, 2016.
- [38] C. Dominguez-Palacios, P. Gonzalez, V. Saborido, J. Bernal, and M. M. Prats, "Control of Conducted Emissions of an Aeronautical Converter for HVDC Power Distribution System," in *ESN More Electric Aircraft, Porto 2016*, 2016.
- [39] P. Gonzalez, C. Dominguez-Palacios, V. Saborido, J. Bernal, and M. Prats, "Power Quality of NPC Three-level DC / DC Power Converter for Efficient Secondary Power Distribution Systems of Aircrafts," in *More Electric Aircraft 2017 (MEA 2017) - Bordeaux*, 2017, pp. 2–4.
- [40] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*. Wiley, 2009.
- [41] F. Costa and D. Magnon, "Graphical analysis of the spectra of EMI sources in power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1491–1498, 2005.
- [42] J. W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems — Part I," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 176–198, 2013.
- [43] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems — Part II," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 543–560, 2014.
- [44] M. L. Heldwein, J. W. Kolar, and S. Member, "Impact of EMC Filters on the Power Density of Modern Three-Phase PWM Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1577–1588, 2009.
- [45] D. O. Boillat, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Design Space Analysis and  $\rho - \eta$  Pareto Optimization of LC Output Filters for Switch-Mode AC Power Sources," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6906–6923, 2015.

- [46] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*. John Wiley and Sons, 2006.
- [47] RTCA DO-160/EUROCAE-ED14, “Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment,” SC-135, RTCA, Inc., 2010.
- [48] MIL-STD-461F, “Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment,” Department of defense, USA, 2007.
- [49] M. Hartmann, H. Ertl, and J. W. Kolar, “EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems,” *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 986–993, 2010.
- [50] “EMI filter design for a 1 MHz, 10 kW three-phase/level PWM rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1192–1204, 2011.
- [51] V. Tarateeraseth, “EMI Filter Design Part I : Conducted EMI Generation Mechanism,” *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, pp. 44–50, 2011.
- [52] D. Jiang, F. Luo, D. Boroyevich, R. Lai, F. F. Wang, and S. Wang, “Study of Conducted EMI Reduction for Three-Phase Active Front-End Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3823–3831, 2011.
- [53] D. Jiang, R. Lai, F. Wang, F. Luo, S. Wang, and D. Boroyevich, “Study of conducted EMI reduction for three-phase Vienna-type rectifier.” *IEEE*, jun 2010, pp. 1118–1124.
- [54] K. Mainali and R. Oruganti, “Conducted EMI mitigation techniques for switch-mode power converters: A survey,” *Power Electronics, IEEE Transactions*, vol. 25, no. 9, pp. 2344–2356, 2010.
- [55] Z. Kejík, J. Dřínovský, and V. Růžek, “Estimation of the EMI filter circuitry from the insertion loss characteristics,” *Radioengineering*, vol. 19, no. 2, pp. 313–319, 2010.
- [56] M. Nave, *Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [57] D. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley&Son, 2011.
- [58] E. Bogatin, *Signal and Power Integrity - Simplified*. Prentice Hall, 2004.
- [59] I. F. Kovacevic, T. Friedli, A. M. Muesing, and J. W. Kolar, “3-D Electromagnetic Modeling of EMI Input Filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 231–242, jan 2014.

- [60] S. Wang, F. Lee, D. Chen, and W. Odendaal, "Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 869–877, may 2004.
- [61] C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, and M. M. Prats, "Characterization of Common Mode Chokes at High Frequencies with Simple Measurements," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 3975 – 3987, 2017.
- [62] P. Gonzalez-Vizuet, F. Fico, A. Fernandez-Prieto, M. J. Freire, and J. Bernal, "Calculation of parasitic self and mutual inductances of thin film capacitors for power line filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 236–246, Jan. 2019.
- [63] C. Dominguez-Palacios, J. Bernal Mendez, and M. A. Martin Prats, "Characterization of Three-Phase Common Mode Chokes at High Frequencies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6471 – 6475, 2018.
- [64] C. Dominguez-Palacios, P. Gonzalez-Vizuet, and J. Bernal, "Effect of conducting surfaces on the performance of common mode chokes," in *2018 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. 2018 IEEE Asia-Pacific Symp. Electromagn. Compat.*, Singapur, May 2018, pp. 363–368.
- [65] C. Dominguez Palacios, P. Gonzalez Vizuet, M. A. Martin Prats, and J. B. Mendez, "Smart Shielding Techniques for Common Mode Chokes in EMI Filters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 4, pp. 1329 – 1336, 2019.
- [66] Laszlo Tihanyi, *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. Newnes, 1995.
- [67] A. V. d. Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. CRC Press, 2005.
- [68] R. Anne and F. Leferink, "Analysis of Common Mode Inductors and Optimization Aspects," in *Electromagn. Interf. Issues Power Electron. Power Syst.*, F. Zare, Ed. Bentham Science Publishers, mar 2011, ch. Chapter 1, pp. 3–37.
- [69] W. G. Hurley and W. H. Wölfe, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. Wiley, 2013.
- [70] O. Wing, *Classical Circuit Theory*. Boston, MA: Springer US, 2009.
- [71] K. Nomura, T. Kojima, and Y. Hattori, "Straightforward Modeling of Complex Permeability for Common Mode Chokes," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 7, no. 6, pp. 462–472, nov 2018.

- [72] D. J. Griffiths, *Introduction to Electrodynamics*, 3rd ed., Pearson, Ed. Pearson, 1998.
- [73] I. F. Kovacevic, T. Friedli, A. M. Musing, and J. W. Kolar, "3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 135–149, jan 2014.
- [74] J. Xu, M. Y. Koledintseva, Y. Zhang, Y. He, B. Matlin, R. E. Dubroff, J. L. Drewniak, and J. Zhang, "Complex permittivity and permeability measurements and finite-difference time-domain simulation of ferrite materials," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 878–887, 2010.
- [75] H. Chen, Z. Qian, Z. Zeng, and C. Wolf, "Modeling of parasitic inductive couplings in a Pi-shaped common mode EMI filter," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 1, pp. 71–79, 2008.
- [76] I. Gil, R. Fernandez, Y. Vives, R. Jauregui, and F. Silva, "Characterization of EMI filters based on metamaterials," *2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, no. 1, pp. 1–3, 2009.
- [77] E. S. Siah, K. Sertel, R. W. Kindt, J. L. Volakis, and V. V. Liepa, "Fast frequency domain tools for system analysis of EMI/EMC topologies," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, pp. 1054–1057, 2003.
- [78] J. Ekman, "Electromagnetic modeling using the partial element equivalent circuit method," Ph.D. dissertation, Luleå University of Technology, Sweden, 2003.
- [79] A. Ruehli, "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 3, pp. 216–221, mar 1974.
- [80] P. R. Clayton, *Inductance: Loop and Partial*, J. W. & S. Inc, Ed. Wiley-IEEE Press, 2009, vol. 111.
- [81] C. Guerin, G. Tanneau, and G. Meunier, "3D eddy current losses calculation in transformer tanks using the finite element method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1419–1422, mar 1993.
- [82] S. Skibin and I. Stevanovic, "Behavioral circuit modeling of chokes with multi-resonances using genetic algorithm," *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 454–458, 2011.
- [83] J. L. Kotny, X. Margueron, and N. Idir, "High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2805–2812, 2012.

- [84] W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, and N. Idir, "A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1157–1166, mar 2013.
- [85] I. Stevanovic, S. Skibin, M. Masti, and M. Laitinen, "Behavioral Modeling of Chokes for EMI Simulations in Power Electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 695–705, feb 2013.
- [86] X. Margueron and J. P. Keradec, "Identifying the magnetic part of the equivalent circuit of n-winding transformers," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 1, pp. 146–152, 2007.
- [87] X. Margueron and J.-P. Keradec, "Design of Equivalent Circuits and Characterization Strategy for n-Input Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 14–22, 2007.
- [88] A. Schellmanns, K. Berrouche, and J. P. K  radec, "Multiwinding transformers: A successive refinement method to characterize a general equivalent circuit," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 5, pp. 1316–1321, 1998.
- [89] J. Bernal, M. J. Freire, and M. A. Martin Prats, "Overcoming the effect of test fixtures on the measurement of parasitics of capacitors and inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, To be published. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2929209.
- [90] M. Kovacic, Z. Hanic, S. Stipetic, S. Krishnamurthy, and D. Zarko, "Analytical Wideband Model of a Common-Mode Choke," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3173–3185, jul 2012.
- [91] L. Dalessandro, W. G. H. Odendaal, and J. W. Kolar, "HF characterization and nonlinear modeling of a gapped toroidal magnetic structure," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1167–1175, 2006.
- [92] Dongbing Zhang, D. Chen, M. Nave, and D. Sable, "Measurement of noise source impedance of off-line converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, pp. 820–825, 2000.
- [93] Shuo Wang, F. Lee, and J. van Wyk, "A Study of Integration of Parasitic Cancellation Techniques for EMI Filter Design With Discrete Components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3094–3102, nov 2008.
- [94] S. Wang, F. Lee, and W. Odendaal, "Cancellation of Capacitor Parasitic Parameters for Noise Reduction Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1125–1132, jul 2006.
- [95] T. Neugebauer, J. Phinney, and D. Perreault, "Filters and Components With Inductance Cancellation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 483–491, mar 2004.



- [96] S. Wang, R. Chen, J. D. Van Wyk, F. C. Lee, and W. G. Odendaal, "Developing parasitic cancellation technologies to improve EMI filter performance for switching mode power supplies," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, pp. 921–929, 2005.
- [97] J. Bernal and M. J. Freire, "On-site, quick and cost-effective techniques for improving the performance of EMI filters by using conducting bands," in *2016 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Jul. 2016, pp. 390–395.
- [98] J. Bernal, M. Freire, and S. Ramiro, "Simple and cost-effective method for improving the high frequency performance of surface-mount shunt capacitors filters," in *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. IEEE, aug 2015, pp. 372–377.
- [99] J. Bernal, M. J. Freire, and S. Ramiro, "Use of Mutual Coupling to Decrease Parasitic Inductance of Shunt Capacitor Filters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 6, pp. 1408–1415, 2015.
- [100] S. Wang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Design of Inductor Winding Capacitance Cancellation for EMI Suppression," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1825–1832, nov 2006.
- [101] T. Neugebauer and D. Perreault, "Parasitic capacitance cancellation in filter inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 282–288, Jan. 2006.
- [102] L. Taylor, W. Tan, X. Margueron, and N. Idir, "Reducing of parasitic inductive couplings effects in EMI filters," in *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, 2013.
- [103] *Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques*. Keysight Technologies. 6th Edition, 2016.
- [104] F. Hami, H. Boulzazen, and M. Kadi, "High-Frequency characterization and modeling of EMI filters under temperature variations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 6, pp. 1906–1915, Dec. 2017.
- [105] T. Fischer, M. Albach, and G. Schubert, "Accurate impedance characterization with a vector network analyzer," in *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. Electromagn. Ecol.*, vol. 4, no. 2, Jun. 2007, pp. 216–219.
- [106] L. O. Chua and Y. F. Lam, "A Theory of Algebraic n-Ports," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 20, no. 4, pp. 370–382, 1973.
- [107] J.-S. Hong, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. Wiley, 2011.
- [108] D. Marquardt, "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters," *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, no. 2, pp. 431–441, 1963.

- [109] D. Weile and E. Michielssen, "Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: a review," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 3, pp. 343–353, Mar. 1997.
- [110] H. H. John, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. MIT Press, 1975.
- [111] R. D. Charles, *The Origin of Species*. London U.K., Penguin, 1985.
- [112] M. N. Ab Wahab, S. Nefti-Meziani, and A. Atyabi, "A comprehensive review of swarm optimization algorithms," *PLoS ONE*, vol. 10, no. 5, 2015.
- [113] EN55011:2011/CISPR 11, "Industrial, Scientific, and Medical Equipment – Radio-Frequency Disturbance Characteristics – Limits and Methods of Measurement," 2009.
- [114] EN55022:2011/CISPR 22, "Information Technology Equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement," 2008.
- [115] T. De-Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, and L. Gerbaud, "Optimal Stray Magnetic Couplings for EMC Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 4, pp. 1619–1627, jul 2013.
- [116] R. Lebourgeois, S. Bérenguer, C. Ramiarinjaona, and T. Waeckerlé, "Analysis of the initial complex permeability versus frequency of soft nanocrystalline ribbons and derived composites," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 254, pp. 191–194, 2003.
- [117] K. V. Murthy and R. E. Bedford, "Transformation Between Foster and Cauer Equivalent Networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 238–239, 1978.
- [118] A. Elsherbini, H. Braunisch, K. O'Brien, and M. J. Hill, "Circuit modeling of nonlinear lossy frequency-dependent thin-film magnetic inductors," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 145–152, 2014.
- [119] C. Cuellar, N. Idir, and A. Benabou, "High-Frequency Behavioral Ring Core Inductor Model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3763–3772, 2016.
- [120] F. Traub, B. Wunsch, and S. Skibin, "A high frequency model of toroidal chokes for EMC filtering," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2015-Septm, pp. 902–907, 2015.
- [121] C. Labarre and F. Costa, "Circuit analysis of an EMI filter for the prediction of its magnetic near-field emissions," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 2, pp. 290–298, 2012.

- [122] M. Illia, L. Koleff, and G. Griepentrog, "Non-ideal model of the common mode choke for EMI filters," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 938–944, 2017.
- [123] M. L. Heldwein, L. Dalessandro, and J. W. Kolar, "The three-phase common-mode inductor: Modeling and design issues," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3264–3274, 2011.
- [124] S. Wang, F. Lee, D. Chen, and W. Odendaal, "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 869–877, May 2004.
- [125] X. Roboam, B. Sareni, and A. Andrade, "More electricity in the air: toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 6–17, Dec. 2012.
- [126] CISPR 17:2011, "Methods of measurement of the suppression characteristics of passive EMC filtering devices," 2011.
- [127] J. Kyrrä and K. Kostov, "Insertion loss in terms of four-port network parameters," *IET Sci. Meas. Technol.*, vol. 3, no. 3, pp. 208–216, may 2009.
- [128] A. Roc'h, H. Bergsma, D. Zhao, B. Ferreira, and F. Leferink, "A new behavioural model for performance evaluation of common mode chokes," *2007 18th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 501–504, 2007.
- [129] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1530–1539, 1995.
- [130] M. Nave, "On modeling the common mode inductor," in *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.* IEEE, 1991, pp. 452–457.
- [131] Coilcraft, 2018. [Online]. Available: <https://www.coilcraft.com/wbt.cfm>